



**Diogo Manuel Pereira
dos Santos Dias**

**Modelação e Pré-Distorção de um Amplificador
Doherty**



**Diogo Manuel Pereira
dos Santos Dias**

**Modelação e Pré-Distorção de um Amplificador
Doherty**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. José Carlos Pedro, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob a co-orientação científica do Dr. Pedro Miguel Lavrador, Professor Auxiliar Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Dedico este trabalho à minha família.

O júri

Presidente

Prof. Dr. Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho
professor associado com agregação da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Fernando Manuel Ascenso Fortes
professor adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Prof. Dr. José Carlos Esteves Duarte Pedro
professor catedrático da Universidade de Aveiro (orientador)

Prof. Dr. Pedro Miguel Lavrador
professor auxiliar convidado da Universidade de Aveiro (co-orientador)

agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço aos meus pais e à minha irmã por todo o apoio, motivação e encorajamento dados ao longo da minha vida académica.

Um agradecimento especial ao Prof. José Carlos Pedro, meu orientador, pela motivação, atenção, sabedoria e conhecimento transmitido.

Ao Prof. Pedro Lavrador, meu co-orientador e ao Prof. Pedro Cabral pela disponibilidade, acessibilidade, pela ajuda prestada na adaptação ao ADS e nas medições efectuadas no laboratório.

A todos os meus amigos e namorada, que me acompanharam ao longo do meu percurso académico e em particular aos companheiros de laboratório (Luís Cótimos, Diogo Cunha, Ricardo Fernandes e Daniel Ribau). Obrigado por todo o apoio e pelos momentos de companheirismo e de amizade.

Ao Instituto de Telecomunicações (pólo de Aveiro) pelas excelentes condições de trabalho oferecidas e pela atenção e disponibilidade das pessoas que aí trabalham.

A todos os professores e a todas as pessoas que contribuíram para a minha formação, tanto a nível pessoal como a nível académico, os meus sinceros agradecimentos.

palavras-chave

Amplificadores, Doherty, comunicações móveis, eficiência, linearidade, rádio frequência, pré-distorção digital, distorção, polinómio com memória.

resumo

Nos sistemas de comunicações móveis da nova geração (WCDMA, CDMA2000, EDGE), os formatos de modulação linear permitem elevadas taxas de transmissão de dados e um uso mais eficiente do espectro de rádio. No entanto, a linearidade nos amplificadores de potência (PA) usados torna-se um requisito fundamental.

Os PAs são dos componentes, num sistema de comunicações, que mais potência consome. Portanto, a eficiência de potência adicionada (PAE) e a linearidade devem ser simultaneamente elevadas, especialmente em sistemas alimentados por baterias. Porém, no desenho de um PA, geralmente assume-se um compromisso entre a linearidade e a PAE, sendo necessário prescindir da eficiência a fim de se cumprir as especificações de linearidade.

Nesta dissertação, é estudada uma arquitectura para PA em RF, que promete conseguir simultaneamente linearidade e um aumento da eficiência. Dá-se pelo nome de arquitectura Doherty. Para verificar a veracidade da promessa associada a esta arquitectura, é dada particular atenção ao estudo da sua linearidade num caso ideal e real.

Por forma a oferecer mais linearidade a uma implementação real desta arquitectura, é estudado e implementado um pré-distorsor (PD) digital baseado no polinómio com memória, que proporciona um aumento da região linear da potência de saída do PA, traduzindo-se também num aumento da PAE.

Keywords

Amplifiers, Doherty, mobile communications, efficiency, linearity, radio frequency, digital predistortion, distortion, memory polynomial.

Abstract

In new generation mobile communications systems (WCDMA, CDMA2000, EDGE), linear modulation formats allow high data transmission rates and more efficient spectrum usage. However, power amplifiers (PA) linearity becomes a fundamental requirement.

The PA is one of the most power consuming components in mobile communications systems. So the power added efficiency (PAE) and linearity should be simultaneously high, especially in systems powered by batteries. Nevertheless, in a PA design, it is generally assumed a compromise between linearity and PAE which inevitably leads to some efficiency loss in order to meet certain linearity specifications.

In this dissertation it is studied an architecture for RF PA which promises to achieve linearity and increased efficiency. It is referred as the Doherty architecture.

To verify the truth of the promises associated with this architecture, particular attention is given to the study of its linearity in a ideal and in a real situation. In order to provide more linearity to a real implementation of this architecture is studied and implemented a digital pre-distorter (PD) based on the memory polynomial, which provides an increase linearity in the PA output power linear region, resulting also in a PAE increase.

Índice

Índice.....	i
Índice de Figuras	iii
Índice de tabelas.....	v
Lista de Acrónimos.....	vi
Capítulo I	1
1 Introdução.....	1
1.1 Motivação e enquadramento.....	1
1.2 Objectivos.....	2
1.3 Organização da dissertação.....	2
Capítulo II	5
2 Amplificadores de Potência	5
2.1 Introdução	5
2.2 Sistemas lineares e não lineares.....	5
2.2.1 Ponto de compressão de 1dB	6
2.2.2 Ponto de intersecção de terceira ordem	7
2.2.3 Adjacent Channel Power Ratio (ACPR).....	7
2.3 Eficiência.....	8
2.4 Classes de operação	8
2.5 Efeitos de memória.....	12
Capítulo III	13
3 Amplificador Doherty.....	13
3.1 Introdução	13
3.2 Princípio de funcionamento do PA Doherty	15
3.2.1 Sinal de entrada de baixa potência (V_{in} inferior a $V_{in_{max}}/2$).....	15
3.2.2 Sinal de entrada de elevada potência (V_{in} superior a $V_{in_{max}}/2$).....	16
3.2.3 Sinal de entrada com potência máxima (V_{in} igual a $V_{in_{max}}$)	17
3.3 Eficiência do amplificador Doherty	17
3.4 Linearidade no PA Doherty	18
3.5 Vantagens e Desvantagens do PA Doherty.....	20
3.6 Construção de um esquema válido do PA Doherty no ADS.....	20
3.6.1 Resultados com sinal de entrada de um tom	22
Capítulo IV	25
4 Distorção não-linear no PA Doherty.....	25
4.1 Introdução	25
4.2 Previsão de distorção num PA para grande sinal	25
4.2.1 Análise teórica da distorção de um PA em classe AB e em classe C	27
4.3 Método da sobreposição das derivadas na análise da distorção no Doherty.....	28
4.4 Análise da distorção não-linear de um modelo do PA Doherty.....	30
4.4.1 1ª Região.....	31
4.4.2 2ª Região.....	32
4.4.3 3ª Região.....	34
4.4.4 4ª Região.....	37

4.5	Discussão de resultados	37
Capítulo V		39
5	Pré-distorção digital	39
5.1	Introdução	39
5.1.1	Processo geral de obtenção da característica simples do PD	39
5.1.2	Aspectos a ter em conta associados à Pré-distorção.....	40
5.1.3	PD analógico e PD digital.....	41
5.2	Projecto do PD para o PA Doherty	42
5.2.1	Modelo polinomial com memória de um PA.....	42
5.2.2	Modelo polinomial com memória de um PD digital.....	44
5.3	Implementação de sistema de pré-distorção usando MATLAB e ADS	46
5.3.1	Modelo Polinomial com memória do PA Doherty	48
5.3.2	Modelo Polinomial com memória do PD digital do PA Doherty	50
Capítulo VI		55
6	Implementação e resultados do uso de um PD digital num PA Doherty real	55
6.1	Introdução	55
6.2	Método de medição e resultados	55
6.3	Discussão de resultados	63
Capítulo VII		65
7	Conclusão e trabalho futuro	65
7.1	Conclusão	65
7.2	Trabalho futuro	66
Referências.....		67
Anexos		69
8.1	Cálculos referentes ao Capítulo 3 secção 3.2.1.....	69
8.2	Cálculos referentes ao Capítulo 3 secção 3.2.2.....	70
8.3	Cálculos referentes ao Capítulo 3 secções 3.3 e 3.4	72
8.4	Resultados da aplicação de um PD digital ao PA Doherty em ambiente de simulação e em ambiente laboratorial	74
8.5	Esquema do PA Doherty no ADS.....	76
8.6	Esquema do PA Doherty no Ptolomy do ADS para aplicação do PD digital	77
8.7	Rotina em MATLAB de extracção dos coeficientes e de avaliação do modelo polinomial com memória do PA	78
8.8	Rotina em MATLAB da implementação do PD digital	80

Índice de Figuras

Fig. 1 - Característica ideal e real AM-AM (a) e AM-PM (b) de um PA genérico.	6
Fig. 2 - Potência de saída em função da potência de entrada de um PA genérico e ponto de 1dB de compressão.	6
Fig. 3 - Ponto de Intersecção de terceira ordem, (retirado de [6]).	7
Fig. 4 - Configuração de um PA em Classe A, AB, B e C.	9
Fig. 5 - Linhas de carga das classes de operação A, AB, B e C.	10
Fig. 6 – Formas de onda da corrente I_c (a) e tensão V_c (b) nas classes de operação A, AB, B e C.	10
Fig. 7 - Esquema de um PA Doherty convencional.	14
Fig. 8 - Correntes (a) e tensões (b) à saída do amplificador principal A_1 e auxiliar A_2 , variando a potência do sinal de entrada, (retirado de [1]).	14
Fig. 9 - Correntes e Impedâncias na 1ª região de funcionamento de um PA Doherty.	15
Fig. 10 - Impedância de carga vista pelo amplificador principal (Z_c) e pelo amplificador auxiliar (Z_p) de um PA Doherty ideal.	16
Fig. 11 - Eficiência de um PA Doherty ideal em comparação com um PA em classe B.	18
Fig. 12 - Corrente no dreno em função da tensão de gate.	20
Fig. 13 - Fotografia tirada ao PA Doherty (disponibilizado pela Freescale).	21
Fig. 14 - Curva I-V do transistor ($I_{DS}(V_{GS})$ para $V_{DS}=28V$).	21
Fig. 15 - Curvas características I-V do transistor ($I_{DS}(V_{DS})$ para vários valores de V_{GS}).	22
Fig. 16 – (a)Potência à saída e (b) ganho medido e simulada em função da potência do PA Doherty, para um sinal de entrada de um tom.	23
Fig. 17 - Eficiência medida e simulada em função da potência de entrada do PA Doherty, para um sinal de entrada de um tom.	23
Fig. 18 - Resultados simulados do PA Doherty: (a) Correntes à saída do amplificador principal I_c e do amplificador auxiliar I_p em função da potência de entrada; (b) Impedâncias à saída do amplificador principal Z_c e do amplificador auxiliar Z_p em função da potência de entrada.	24
Fig. 19 - Coeficientes da expansão de Taylor da função de transferência típica num LDMOS em função da tensão de entrada, (retirado de [22]).	27
Fig. 20 - Esquema idealizado da sobreposição das derivadas num PA, (retirado de [24]).	29
Fig. 21 - IMD3 inferior e superior em função da potência de entrada no PA Doherty.	30
Fig. 22 - Potência de saída e eficiência em função da potência de entrada para um PA Doherty com um sinal de entrada de 2 tons.	31
Fig. 23 – Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons: Característica AM-AM (Verde); IMD3 inferior (Azul); diferença de fase entre a IMD3 e a potência à frequência fundamental (Castanho).	31
Fig. 24 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons: Característica AM-AM (Verde); IMD3 inferior (Azul); diferença de fase entre a IMD3 e a potência à frequência fundamental (Castanho); recta de IMD3 linear (a tracejado vermelho).	32
Fig. 25 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons: (a) caso em que o amplificador auxiliar está inactivo; (b) caso em que o amplificador auxiliar está inactivo e o amplificador principal está polarizado em clara Classe AB.	33
Fig. 26 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons, em que foi substituído o circuito responsável pela polarização das tensões de <i>gate</i> por componentes ideais “DCFeed”.	35
Fig. 27 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons, em que foi utilizada uma linha de atraso à saída do amplificador principal com um atraso de 0.024nsec.	35
Fig. 28 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons, em que foi utilizada uma linha de atraso à saída do amplificador principal e foi substituído o circuito responsável pela polarização das tensões de <i>gate</i> por componentes ideais “DCFeed”.	36
Fig. 29 - Esquema de um sistema constituído por um PD e por um PA, com a ilustração do seu funcionamento, (baseado em [2]).	39
Fig. 30 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema de transmissão com um PD baseado na: (a) arquitectura de aprendizagem indirecta, (baseado em [27]); (b) arquitectura de aprendizagem directa, (baseado em [29]).	45

Fig. 31 – Diagrama de blocos simplificado do modo de implementação do sistema de constituído pelo PD e pelo PA.....	46
Fig. 32 – Diagrama do processo da implementação de pré-distorção digital no PA Doherty utilizando os programas MATLAB e ADS.	47
Fig. 33 - Resultados do NMSE dos modelos do PA obtidos para um sinal com uma portadora e com 8000 amostras, variando a memória Q e a ordem máxima do polinómio $2K+1$ para: (a) $P_{out}=35\text{dBm}$; (b) $P_{out}=41\text{dBm}$	49
Fig. 34 - Resultados do NMSE dos modelos do PA obtidos para um sinal com duas portadora e com 6000 amostras, variando a memória Q e a ordem máxima do polinómio $2K+1$ para: (a) $P_{out}=25\text{dBm}$; (b) $P_{out}=35\text{dBm}$	50
Fig. 35 - ACPR obtido para um sinal com uma portadora e com 8000 amostras à saída do PA utilizando um PD, variando a sua ordem máxima $2K+1$ e a sua memória Q para os casos em que: (a) $P_{out}=34\text{dBm}$; (b) $P_{out}=41\text{dBm}$	52
Fig. 36 - ACPR obtido para um sinal com duas portadoras e com 6000 amostras à saída do PA utilizando um PD, variando a sua ordem máxima $2K+1$ e a sua memória Q para o caso em que $P_{out}=35\text{dBm}$	52
Fig. 37 - Densidade espectral de potência do sinal de entrada, a vermelho e de saída, a azul do PA para um sinal à saída com uma portadora e com $P_{out}=34\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.....	53
Fig. 38 - Densidade espectral de potência do sinal de entrada, a vermelho e de saída, a azul do PA para um sinal à saída com uma portadora e com $P_{out}=41\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.....	53
Fig. 39 - Densidade espectral de potência do sinal de entrada, a vermelho e de saída, a azul do PA para um sinal à saída com duas portadoras e com $P_{out}=35\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.	54
Fig. 40 - Fotografia tirada ao <i>driver</i> (disponibilizado pela Freescale).....	55
Fig. 41 - Diagrama de blocos dos elementos utilizados nas medidas efectuadas.	56
Fig. 42 - PA Doherty com sistema de arrefecimento.	56
Fig. 43 - Fotografia dos componentes e das suas interligações.	57
Fig. 44 - Ganho e ACPR introduzido pelo conjunto PA driver, cabos e atenuadores, com sinal de entrada WCDMA.....	58
Fig. 45 – Potência do sinal à saída e eficiência do PA Doherty, com sinal de entrada WCDMA.	58
Fig. 46 – Ganho e ACPR do PA Doherty, com sinal de entrada WCDMA.....	58
Fig. 47 - Diagrama do processo da implementação de pré-distorção digital num PA Doherty real.	60
Fig. 48 - ACPR obtido utilizando um PD, variando a sua ordem máxima $2K+1$ e a sua memória Q para (a) um sinal com uma portadora, com 20000 amostras à saída do PA, com $P_{out}=42\text{dBm}$; (b) um sinal com duas portadoras, com 20000 amostras à saída do PA, com $P_{out}=41\text{dBm}$	61
Fig. 49 - Densidade espectral de potência à entrada e à saída do PA, para um sinal com uma portadora e com $P_{out}=42\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.....	62
Fig. 50 - Densidade espectral de potência à entrada e à saída do PA, para um sinal com duas portadoras e com $P_{out}=41\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.	62
Fig. 51 - Linha de transmissão terminada com uma carga ZL, baseado em [34].	69
Fig. 52 - Impedância vista imediatamente à saída do amplificador principal, Z_c , estando o amplificador auxiliar inactivo.....	69
Fig. 53 – (a) Impedância vista imediatamente à saída do amplificador principal, Z_c ; (b) Impedância vista imediatamente à saída do amplificador auxiliar, Z_p	70
Fig. 54 - Esquema no ADS do PA Doherty.	76
Fig. 55 - Esquema no Ptolomy do ADS do PA Doherty.....	77

Índice de tabelas

Tabela 1 - Relação entre classes de operação baseadas no ângulo de condução e eficiência máxima.	11
Tabela 2 - Valores de ACPR variando o número de portadoras e a potência média do sinal de saída do PA e do sistema constituído pelo PD e PA em ambiente de simulação, ($2 \cdot K + 1$ corresponde à ordem máxima do polinómio PD e Q à memória do polinómio do PD).	74
Tabela 3 - Valores de ACPR variando o número de portadoras do sinal de saída do PA e do sistema constituído pelo PD e PA em ambiente laboratorial, ($2 \cdot K + 1$ corresponde à ordem máxima do polinómio PD e Q à memória do polinómio do PD).	75

Lista de Acrónimos

AC	Alternating Current
ACPR	Adjacent Chanel Power Ratio
ADS	Advanced Design System
DC	Direct Current
DSP	Digital Signal Processor
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FM	Frequency Modulation
FPGA	Field-Programmable Gate Array
g_3	3 rd order Taylor series expansion coefficient
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communications
IMD3	Third order intermodulation distortion
LDMOS	Laterally Diffused Metal-Oxide-Semiconductor
NMSE	Normalized Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PA	Power Amplifier
PAE	Power-Added Efficiency
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PAR	Peak-to-Average Ratio
PD	Predistorter
Pin	Input Power
Pout	Output Power
RF	Radio Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
Vin	Input Voltage
Vout	Output Voltage
VSA	Vector Signal Analyzer
VSG	Vector Signal Generator
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access

Capítulo I

Introdução

1.1 Motivação e enquadramento

Os Produtos na área das comunicações móveis tornaram-se cada vez mais importantes na nossa vida diária ao longo da última década e tudo leva a crer que a sua importância continuará a aumentar no futuro.

Os fabricantes esforçam-se por melhorar os seus produtos, adicionando novas funcionalidades e serviços com a finalidade de aumentar o número de clientes. Isto obriga-os a utilizar novas topologias de sistema com o objectivo de reduzir o consumo de energia, aumentar a integração do sistema a fim de aumentar a vida útil da bateria e reduzir o tamanho e o custo dos produtos.

Com o aumento do número de utilizadores e de novos serviços, vem a necessidade de elevadas taxas de transmissão de dados entre dispositivos móveis. No entanto o espectro é um recurso caro e escasso. Este facto leva a que sejam desenvolvidas novas tecnologias que permitam a transmissão de grandes quantidades de dados usando o mínimo de largura de banda possível. Isso requer técnicas de modulação eficientes (como as usadas na norma WCDMA nos sistemas de comunicações móveis de terceira geração), levando ao uso de sinais com envolventes variantes no tempo que requerem amplificação linear.

A realização de um sistema em que a amplificação de um sinal seja linear está associada à diminuição da eficiência. Esta diminuição deve-se ao facto do PA existente no sistema de transmissão ter que operar numa região mais afastada da sua região de saturação. Uma vez que o PA é um dos componentes que mais potência consome num sistema de transmissão de comunicações móveis, alterações na sua eficiência tem efeito significativo na eficiência global do sistema. Este é um tema bastante importante, pois em estações base (*base-stations*), maior eficiência significa menores custos de energia e em sistemas móveis maior eficiência significa maior autonomia da bateria.

A necessidade de linearidade num sistema de transmissão de dados torna o desenho de um PA difícil, pois tem de ser linear e altamente eficiente. Para resolver este problema pode-se recorrer às técnicas de linearização, que melhoram a linearidade e proporcionam um aumento da região linear de operação resultando assim num aumento da eficiência.

As técnicas de linearização existentes podem ser baseadas em técnicas de realimentação, de pré-distorção e de *feedforward*.

Nesta dissertação tratar-se-á da análise da arquitectura Doherty e da sua linearidade, que é uma arquitectura que, teoricamente, promete um aumento da eficiência de um PA sem prejudicar a sua linearidade. Será também estudada a técnica de linearização pré-distorção digital para aplicação num PA Doherty, que é uma técnica simples, flexível e que proporciona aumentos significativos no desempenho de sistemas de transmissão de dados.

1.2 Objectivos

Esta dissertação visa o estudo e caracterização de um PA de RF (com uma frequência de trabalho de 2.14Ghz) para aplicações em sistemas de comunicações sem fios de configuração Doherty. Através do uso da técnica de linearização de pré-distorção digital pretende-se melhorar a linearidade deste PA e posteriormente, otimizar o rendimento.

No sentido de se alcançar os objectivos deste trabalho, este foi dividido nas seguintes etapas:

- Estudo e familiarização com a arquitectura Doherty;
- Análise da distorção não-linear num PA Doherty;
- Estudo e implementação do sistema de linearização de pré-distorção digital.

1.3 Organização da dissertação

No sentido de se atingirem os objectivos previamente descritos, esta dissertação está organizada da seguinte forma:

No primeiro capítulo é feito o enquadramento do trabalho com uma pequena introdução. São descritos os objectivos a atingir e é apresentado um breve sumário relativamente ao assunto de cada capítulo.

O segundo capítulo expõe alguns conceitos gerais associados aos PAs necessários para a compreensão da arquitectura Doherty. Tratam-se temas como as classes de operação, a linearidade e a distorção nos amplificadores.

No terceiro capítulo é apresentada a arquitectura Doherty, o princípio de funcionamento, a curva característica da eficiência e uma pequena análise da linearidade. Neste capítulo é também apresentada a construção de um circuito no ADS (software de simulação de circuitos electrónicos desenvolvido pela Agilent Technologies) de um PA Doherty destinado à análise e consequente compreensão dos mecanismos de distorção e rendimento num amplificador deste tipo.

O quarto capítulo é dedicado à análise e compreensão da distorção não-linear do modelo do PA Doherty construído no ADS.

No quinto capítulo é descrita a teoria necessária para a construção de um PD digital baseado no polinómio com memória. Neste capítulo é também apresentada uma implementação em ambiente de simulação e os resultados obtidos com o uso de um PD digital juntamente com o PA Doherty, usando o Matlab e o ADS.

No sexto capítulo é apresentada a implementação de um PD digital num PA Doherty real, a metodologia de medida usada no laboratório e todas as medidas efectuadas, finalizando com uma análise dos resultados obtidos.

O sétimo capítulo apresenta as conclusões deste trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo II

Amplificadores de Potência

2.1 Introdução

Os PA são dispositivos usados numa grande variedade de aplicações com o objectivo de, tal como o seu nome indica, amplificar um dado sinal. Estes, são dispositivos com sinais RF à saída que podem ir de alguns mW até MW [1].

Esta secção é uma breve introdução de algumas características fundamentais de um PA.

2.2 Sistemas lineares e não lineares

A linearidade é uma das questões fundamentais em PA usados na nova geração de sistemas de comunicações móveis [2-3].

Um sistema é considerado linear se obedecer aos princípios de proporcionalidade e sobreposição. Ou seja, sendo $y(t)$ o sinal de saída do sistema em resposta ao sinal de entrada $x(t)$, considera-se um sistema linear se para um sinal de entrada $x_T(t) = k_1 \cdot x_1(t) + k_2 \cdot x_2(t)$, o sistema produzir o sinal de saída $y_T(t) = k_1 \cdot y_1(t) + k_2 \cdot y_2(t)$, em que $y_1(t)$ e $y_2(t)$ são as respostas respectivas às entradas isoladas $x_1(t)$ e $x_2(t)$. Um sistema que não obedeça a estes princípios, é um sistema não-linear [4].

Na realidade, a quantidade de sistemas não lineares é muito superior à quantidade de sistemas lineares. Porém, devido às ferramentas matemáticas já existentes para o tratamento de sistemas lineares, é possível, sob certas condições, tratar sistemas não lineares como sendo sistemas lineares. Por exemplo, quando uma resistência está sujeita a elevadas temperaturas provocadas por elevadas correntes, tem um comportamento não-linear. No entanto, numa determinada gama de funcionamento, esta apresenta um comportamento linear, podendo ser tratada como um componente linear.

2.2.1 Ponto de compressão de 1dB

A linearidade de um PA pode ser facilmente visível através das suas características de ganho (ou característica AM-AM) e de progressão de fase em função da potência do sinal de entrada (ou característica AM-PM) [5].

Se um PA tem uma característica de ganho e de fase constante para uma dada região de potência do sinal de entrada, então o amplificador é considerado linear para essa região de funcionamento. Na Fig. 1 são mostradas as características típicas e desejáveis de ganho e de fase de um PA.

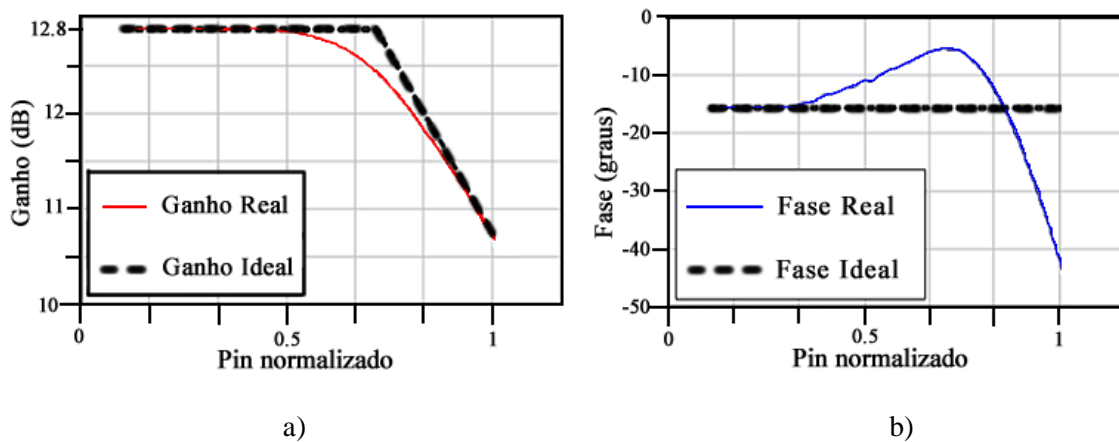


Fig. 1 - Característica ideal e real AM-AM (a) e AM-PM (b) de um PA genérico.

À medida que a potência do sinal de entrada aumenta e se aproxima do ponto de saturação, o ganho do amplificador comprime e as não linearidades na característica de fase aumentam. O ponto de compressão de 1dB, visível na Fig. 2, pode ser visto como a potência de saída do PA para o qual o ganho comprime 1dB em relação ao seu valor linear [6].

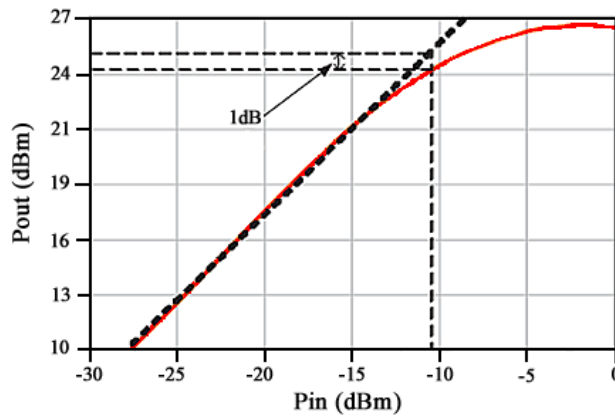


Fig. 2 - Potência de saída em função da potência de entrada de um PA genérico e ponto de 1dB de compressão.

2.2.2 Ponto de intersecção de terceira ordem

Outra forma de caracterizar a linearidade do PA consiste no uso do ponto de intercepção de terceira ordem [6-7], Fig. 3. A vantagem desta forma é que a distorção pode ser prevista para qualquer potência de entrada através da expressão (2.1), em que o *Ganho* corresponde ao ganho do PA, P_{IMD} corresponde à potência de distorção e P_{in} corresponde à potência de entrada.

$$IP3(dB) = \frac{3(Ganho + P_{in}) - P_{IMD}}{2} \quad (2.1)$$

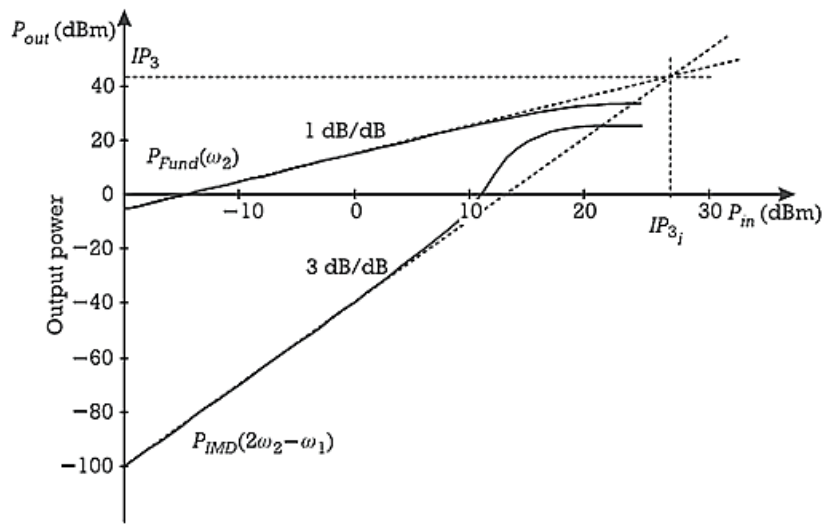


Fig. 3 - Ponto de Intersecção de terceira ordem, (retirado de [6]).

2.2.3 Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)

À medida que as técnicas de modulação de sinais se tornam mais complexas, torna-se necessário o uso de novos métodos para avaliar adequadamente as não linearidades num sistema. Surge assim o ACPR [6, 8-10], que permite avaliar a distorção causada pelo amplificador que afecta os canais adjacentes, definindo-se como sendo a razão entre a densidade espectral de potência do sinal dentro da banda e a densidade espectral de potência do sinal nos canais adjacentes.

$$ACPR_T = \frac{P_o}{P_{LA} + P_{UA}} = \frac{\int_{\omega_{L2}}^{\omega_{U1}} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{L1}}^{\omega_{L2}} S_o(\omega) d\omega + \int_{\omega_{U1}}^{\omega_{U2}} S_o(\omega) d\omega} \quad (2.2)$$

2.3 Eficiência

Tal como a linearidade, a potência de saída e a eficiência são questões fundamentais no projecto de um PA. No entanto, os amplificadores construídos para produzirem elevadas potências de saída, têm um ganho reduzido quando comparados com o ganho de amplificadores típicos para pequeno sinal. Nesta perspectiva, a potência de entrada não deve ser desprezada no cálculo da eficiência de um PA. Sendo assim, o mérito deverá ser calculado em termos de potência de sinal adicionada, dada pela eficiência de potência adicionada (*Power Added Efficiency*)[6].

$$PAE = \frac{\text{Potência de saída} - \text{Potência de entrada}}{\text{Potência fornecida}} \quad (2.3)$$

Outra figura de mérito também usada para a eficiência é a eficiência de dreno, que é definida como sendo a razão entre a potência do sinal de saída e a potência fornecida ao PA [6].

$$\eta = \frac{\text{Potência de saída}}{\text{Potência fornecida}} \quad (2.4)$$

2.4 Classes de operação

Os amplificadores de potência podem ser divididos em dois grupos de classes de operação dependendo do modo de funcionamento do transístor [1-2, 11]. Um dos grupos engloba as classes de operação baseadas no ângulo de condução, em que o transístor actua como fonte de corrente e o outro grupo engloba as classes de operação de comutação, em que o transístor actua como comutador.

Os PAs baseados no ângulo de condução estão divididos nas classes A, AB, B e C, sendo que o circuito base destas classes é ilustrado na Fig. 4.

O circuito contém um *RFC* (*Radio Frequency Choke*) idealmente infinito, para que a impedância do *RFC* seja zero (curto-circuito) para DC e muito elevada à frequência de ressonância (impedância idealmente infinita, $Z_L = j\omega L$).

A capacidade *Cout* assegura que apenas a componente AC da corrente *Ic* atinja a carga. O circuito *LC* actua como uma impedância infinita à frequência de ressonância e como um curto-

circuito para todas outras frequências, para que a única componente de I_c que passe para a carga R seja a componente à frequência de ressonância.

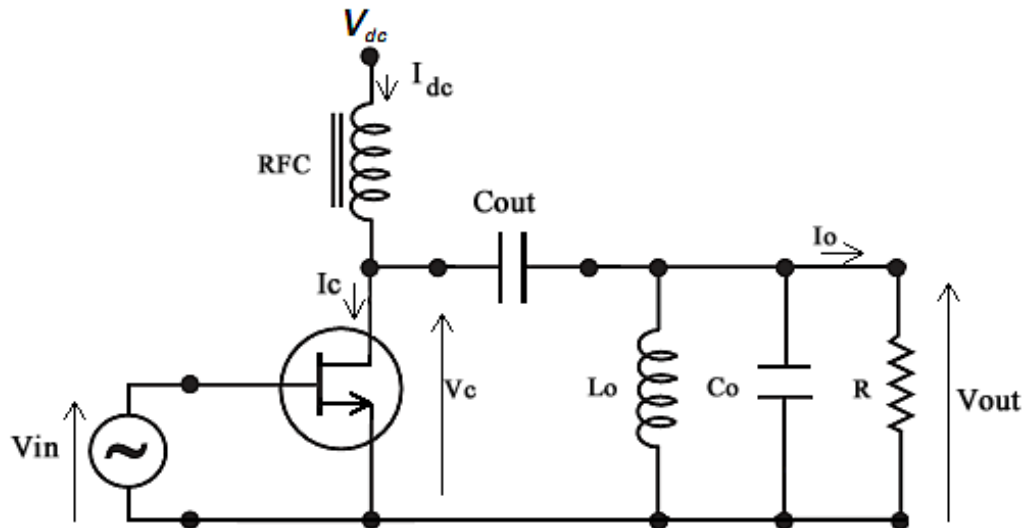


Fig. 4 - Configuração de um PA em Classe A, AB, B e C.

A escolha do ponto de polarização é uma parte muito importante no desenho de um PA, pois define a classe de operação em que vai funcionar e, por conseguinte, o seu desempenho.

Num PA em classe A, o ponto de polarização do transístor é escolhido de maneira que a corrente de dreno seja sempre não nula, sendo o ângulo de condução do transístor nesta classe de 360° . A eficiência máxima nesta classe de operação é de 50%. Quer isto dizer que dissipa tanta potência na forma de calor como aquela que transfere para a carga. As principais desvantagens do uso de um PA nesta classe prendem-se com o facto de, em repouso, dissipar mais potência do que quando excitado por um sinal RF e com a baixa eficiência média que se obtém quando se usam sinais com elevado valor de PAR.

Num PA em classe B, o ponto de polarização do transístor é escolhido de maneira que apenas conduza durante meio ciclo (tensão de polarização de *gate* é ajustada à tensão de *threshold*), sendo a corrente de dreno nula durante o meio ciclo em que o transístor não conduz. Durante o meio ciclo em que o transístor não conduz, não há dissipação de potência, conseguindo-se assim um aumento da eficiência. O transístor nesta classe tem um ângulo de condução de 180° .

Entre as classes de operação A e B existe a classe AB, em que o ponto de polarização do transístor é escolhido de maneira que conduza durante mais de meio ciclo, sendo a corrente de

dreno nula durante o tempo em que o transistor não conduz. Nesta classe, o ângulo de condução do transistor é superior a 180° e inferior a 360° .

Finalmente, num PA em classe C, o ponto de polarização do transistor é escolhido de maneira que conduza durante menos de meio ciclo, sendo a corrente de dreno nula durante o tempo em que o transistor não conduz. Desta forma o transistor nesta classe de operação tem um ângulo de condução inferior a 180° .

A eficiência teórica máxima nesta classe de operação é de aproximadamente 100% para um ângulo de condução próximo de 0° . Porém, quando o ângulo de condução tende para zero, a tensão do sinal de saída também tende para zero [2], fazendo com que a potência de saída também tenda para zero.

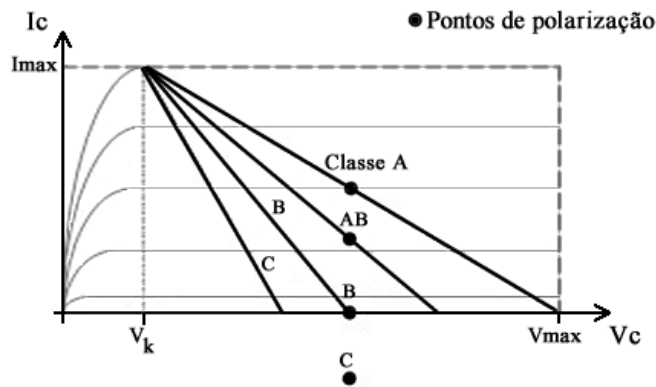


Fig. 5 - Linhas de carga das classes de operação A, AB, B e C.

A Fig. 5 ilustra os pontos de polarização e as linhas de carga das diversas classes de operação apresentadas. As formas de onda da corrente I_c e da tensão V_c são também ilustradas na Fig. 6.

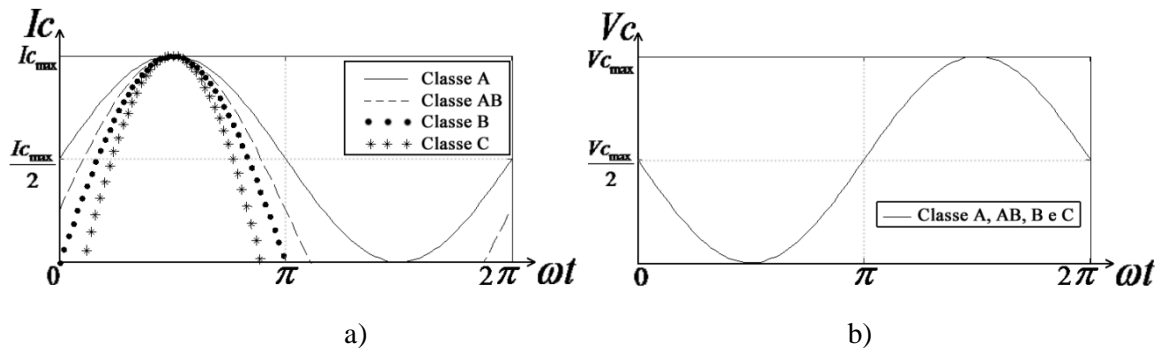


Fig. 6 – Formas de onda da corrente I_c (a) e tensão V_c (b) nas classes de operação A, AB, B e C.

A potência de saída máxima ($P_{L_{max}}$) e a eficiência máxima ($\eta_{Máx}$) de um PA polarizado em uma determinada classe de operação baseada no ângulo de condução (2θ) podem ser calculadas pelas seguintes expressões [6], em que V_{DC} representa a tensão de fornecida pela fonte de tensão e I_{max} a máxima corrente no dispositivo:

$$P_{L_{max}}(\theta) = \frac{1}{4\pi} \cdot V_{DC} \cdot I_{max} \frac{2\theta - \sin(2\theta)}{1 - \cos(\theta)} \quad (2.5)$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{L_{max}}}{P_{DC}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2\theta - \sin(2\theta)}{\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)} \quad (2.6)$$

Na escolha da classe de operação para um PA baseado no ângulo de condução, está sempre presente o compromisso entre eficiência e linearidade.

A Tabela 1 sintetiza os aspectos principais das classes de operação baseadas no ângulo de condução.

Classe de Operação	Ângulo de Condução (2θ)	Potência máxima de saída ($P_{L_{max}}$)	Eficiência máxima (η_{max})
A	360°	$\frac{1}{8} \cdot V_{DC} \cdot I_{max}$	50%
AB	$180^\circ < 2\theta < 360^\circ$	$P_{L_{max}}(\theta)$	$78.5\% > \eta_{max} > 50\%$
B	180°	$\frac{1}{8} \cdot V_{DC} \cdot I_{max}$	78.5%
C	$0^\circ < 2\theta < 180^\circ$	$P_{L_{max}}(\theta)$	$100\% > \eta_{max} > 78.5\%$

Tabela 1 - Relação entre classes de operação baseadas no ângulo de condução e eficiência máxima.

Como neste trabalho se pretende o estudo da arquitectura Doherty e, como esta é uma arquitectura constituída por PAs baseados no ângulo de condução, apenas se fará uma breve referência as classes de operação baseadas no princípio de comutação do transistor, porém, uma análise mais detalhada destas classes pode ser encontrada em [11-12].

A fim de aumentar a PAE nos PAs, existem as classes de operação em que o transistor funciona em comutação. A este grupo pertencem as classes D, E e F.

Estas são classes de operação não lineares, em que o transistor funciona entre o corte e a saturação, de modo que as formas de onda da tensão e a da corrente nunca se sobreponham, evitando assim a dissipação de potência no dispositivo.

2.5 Efeitos de memória

Os efeitos de memória, podem ser definidos como as alterações nas componentes de amplitude e de fase da distorção, causada por alterações na frequência de modulação.

Em [13-14] considera-se que os efeitos de memória, podem ser divididos em duas classes: efeitos de memória eléctricos e efeitos de memória electro-térmicos.

Os efeitos de memória térmicos resultam da variação da potência dissipada sob a forma térmica pelos transístores e pela variação da temperatura ambiente. Afectam baixas frequências de modelação até alguns MHz. Os efeitos de memória eléctricos são normalmente causados pela variação da envolvente e pela variação das impedâncias (internas ao transistor e também as externas, presentes nas malhas de adaptação e de polarização à banda base, à fundamental ou à segunda harmónica) a diferentes frequências de modulação [14]. As variações das impedâncias à banda base causadas pela variação da envolvente, são as maiores responsáveis pela manifestação destes efeitos (pois estas variações são, geralmente, muito superiores às verificadas à fundamental ou à segunda harmónica).

A presença dos efeitos de memória, pode ser identificada através da medição da dependência entre a distorção e o espaçamento entre tons num sinal multi-tons [15]. No entanto, a existência de assimetrias nas medidas de distorção de intermodulação, bem como assimetrias na medição do ACPR (entre a distorção causada por um dispositivo no seu canal adjacente inferior e superior) são condições suficientes para a identificação da presença destes efeitos [6, 14].

Capítulo III

Amplificador Doherty

3.1 Introdução

O amplificador Doherty foi concebido por W. H. Doherty [16] com o propósito de melhorar o compromisso entre a linearidade e a eficiência de um amplificador de potência convencional.

A denominação de amplificador Doherty refere-se a uma configuração particular de amplificador de potência que consiste na associação de dois amplificadores em paralelo a operarem em classe B. Esta configuração pode então ser vista como um método para melhorar o compromisso entre a linearidade e a eficiência de um amplificador em classe B, que proporciona uma eficiência em termos médios baixa, apesar de idealmente ser capaz de proporcionar uma eficiência máxima de aproximadamente 78,5%. A razão pela qual a eficiência é máxima apenas para a potência máxima do sinal de saída deve-se ao facto da impedância de carga (R_L) ser cuidadosamente escolhida de forma a otimizar a máxima excursão do sinal de entrada [1], expressão (3.1).

$$R_L = \frac{V_{max} - V_k}{gm \cdot Vi_{max}} \quad (3.1)$$

Em que Vi_{max} corresponde à tensão máxima do sinal de entrada, V_{max} corresponde à tensão máxima (*breakdown*) da região activa, gm corresponde à transcondutância e V_k corresponde à tensão de “joelho” (*Knee Voltage*) do dispositivo.

Isto significa que para sinais de entrada inferiores ao sinal máximo, o amplificador não usa toda a excursão da tensão disponível à sua saída, diminuindo assim a eficiência. Portanto, se a impedância de carga (R_L) se fosse alterando de acordo com sinal de entrada (expressão (3.2)),

$$R_L = \frac{V_{max} - V_k}{gm \cdot Vi} \quad (3.2)$$

em que V_i corresponde à tensão do sinal de entrada, seria possível manter a eficiência máxima e constante. Este princípio de modulação de carga é o usado na configuração Doherty, permitindo obter elevados valores de PAE usando sinais de entrada com grandes valores de PAR.

Tal como foi enunciado anteriormente, na sua concepção original a configuração Doherty é constituída por dois amplificadores polarizados em classe B (amplificador principal $A1$ e amplificador auxiliar $A2$) e por um par de linhas de transmissão de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda, Fig. 7.

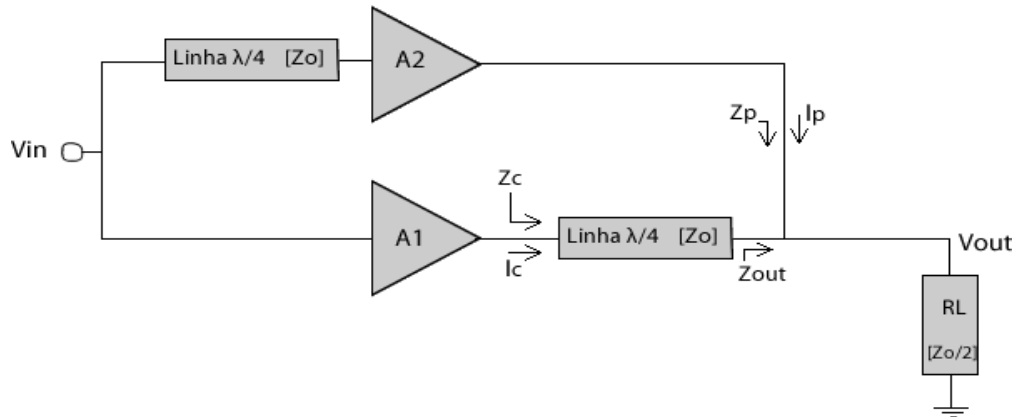


Fig. 7 - Esquema de um PA Doherty convencional.

Os amplificadores $A1$ e $A2$ têm a mesma tensão de alimentação, sendo a tensão e a corrente à saída dos amplificadores dados em função do sinal de entrada nos gráficos da Fig. 8.

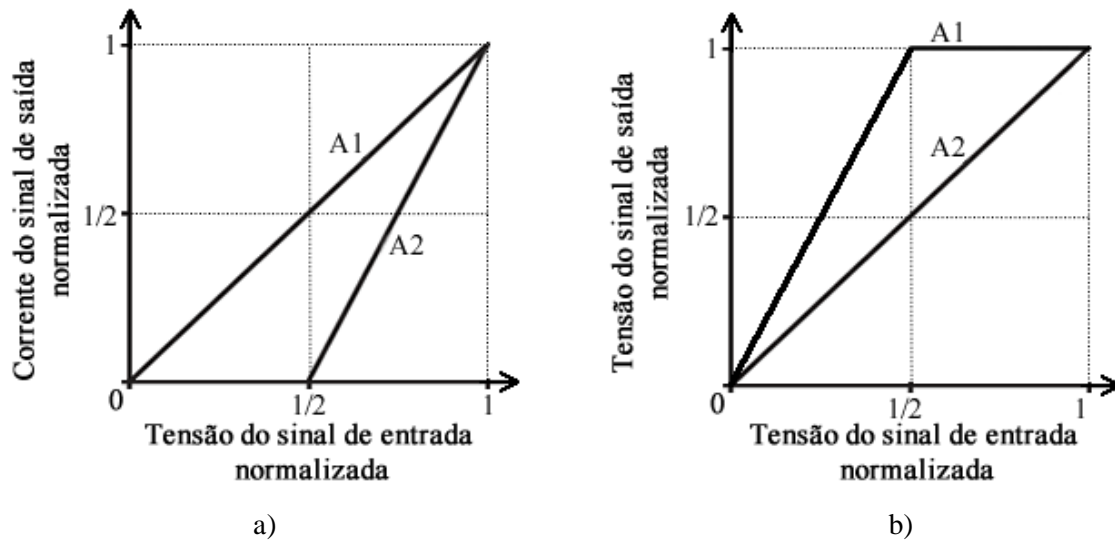


Fig. 8 - Correntes (a) e tensões (b) à saída do amplificador principal $A1$ e auxiliar $A2$, variando a potência do sinal de entrada, (retirado de [1]).

3.2 Princípio de funcionamento do PA Doherty

O princípio de funcionamento do Doherty pode ser melhor explicado dividindo o funcionamento em três zonas de operação, dependendo do nível de potência do sinal de entrada:

- 1) Quando a potência do sinal de entrada é baixa (V_{in} é inferior a $V_{in_{max}}/2$), onde apenas o amplificador $A1$ se encontra em funcionamento;
- 2) Quando a potência do sinal de entrada é elevada (V_{in} é superior a $V_{in_{max}}/2$), onde $A1$ e $A2$ estão ambos em funcionamento, sendo a carga vista por $A1$ alterada pela entrada em funcionamento do amplificador $A2$;
- 3) Quando a potência do sinal de entrada é máxima (V_{in} é igual a $V_{in_{max}}$), onde ambos os amplificadores se encontram saturados.

Os cálculos efectuados relativos às subsecções da secção 3.2 encontram-se nos anexos 8.1 e 8.2.

3.2.1 Sinal de entrada de baixa potência (V_{in} inferior a $V_{in_{max}}/2$)

Nesta zona de operação apenas $A1$ se encontra em funcionamento, estando $A2$ inactivo, Fig. 9. Nestas condições o amplificador Doherty comporta-se como um amplificador em classe B.

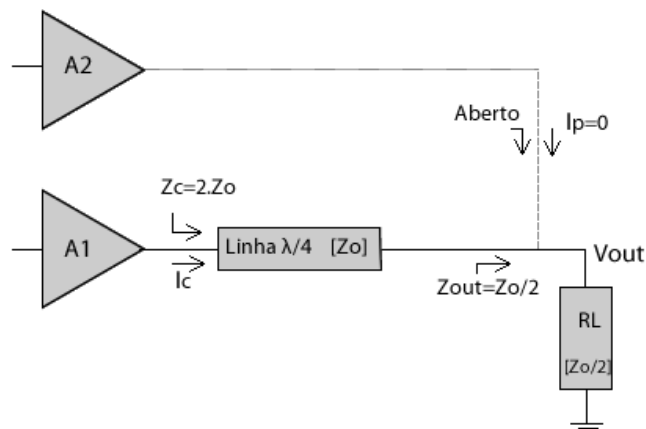


Fig. 9 - Correntes e Impedâncias na 1ª região de funcionamento de um PA Doherty.

A impedância de carga vista por $A1$ é dada por:

$$Z_C = 2Z_0 \quad (3.3)$$

Em que Z_0 corresponde à resistência R_L da expressão (3.1), que optimiza a máxima excursão do sinal de entrada num amplificador em classe B.

3.2.2 Sinal de entrada de elevada potência (V_{in} superior a $V_{in_{max}}/2$)

À medida que o nível da amplitude do sinal de entrada aumenta acima de $V_{in_{max}}/2$, o amplificador A2 entra em funcionamento, fornecendo uma corrente I_p à carga (R_L). Esta corrente I_p faz com que a carga (Z_c) vista por A1 diminua, (variação da carga [1]), anexo 8.2.

A diminuição da carga vista por A1 e o aumento do sinal de entrada, faz com que este amplificador aumente a corrente I_c fornecida à carga (R_L), mantendo a tensão à sua saída constante e máxima.

Neste processo a linha de transmissão de $1/4$ de comprimento de onda à saída do amplificador A1 é fundamental, pois esta linha actua como inversora de impedâncias, permitindo a diminuição da carga vista por este amplificador quando o amplificador A2 entra em funcionamento.

A linha de transmissão à entrada do amplificador A2 serve para compensar o atraso introduzido pela linha de transmissão à saída do amplificador A1, por forma a que as correntes I_p e I_c estejam em fase no “nó” em que estas se encontram, ou seja na carga R_L .

As impedâncias à saída dos amplificadores A1 e A2 (Fig. 10) são dadas nas expressões em (3.4), em que I_{max} corresponde à corrente máxima à saída do dispositivo e V_i corresponde à tensão do sinal de entrada.

$$\begin{cases} Z_c = \frac{V_{max} - V_k}{g_m \cdot V_i} \\ Z_p = \frac{V_{max} - V_k}{I_{max}} \cdot \frac{g_m \cdot V_i}{2 \cdot g_m \cdot V_i - I_{max}} \end{cases} \quad (3.4)$$

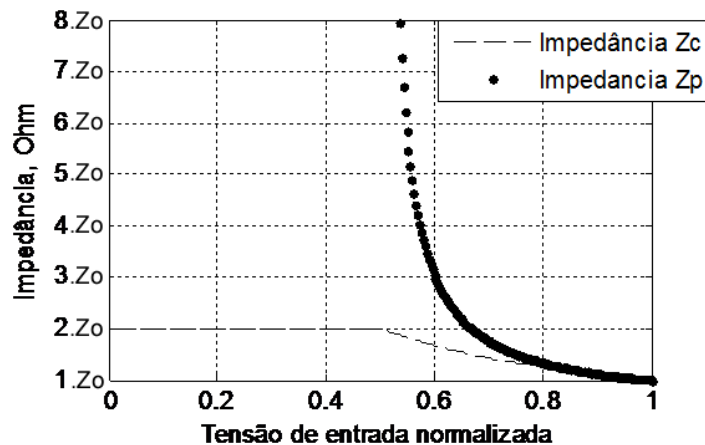


Fig. 10 - Impedância de carga vista pelo amplificador principal (Z_c) e pelo amplificador auxiliar (Z_p) de um PA Doherty ideal.

3.2.3 Sinal de entrada com potência máxima (V_{in} igual a $V_{in_{max}}$)

Quando o sinal de entrada é máximo, ambos os amplificadores $A1$ e $A2$ se encontram saturados e vem a mesma carga Z_0 . Nesta situação cada amplificador fornece metade da potência fornecida à carga, sendo a potência fornecida por cada amplificador máxima.

3.3 Eficiência do amplificador Doherty

Para sinais com V_{in} inferior a $V_{in_{max}}/2$, o amplificador Doherty comporta-se como um amplificador em classe B, a potência de saída e a eficiência aumenta com o aumento do nível do sinal de entrada. Sendo a eficiência dada por:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \cdot \frac{2 \cdot g_m \cdot V_i}{I_{max}} \quad (3.5)$$

Para sinais com V_{in} igual ou superior a $V_{in_{max}}/2$ a eficiência é dada por:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \cdot \frac{2 \cdot g_m^2 \cdot V_i^2}{3 \cdot g_m \cdot V_i \cdot I_{max} - I_{max}^2} \quad (3.6)$$

Analisando com cuidado esta expressão da eficiência, verifica-se que, no momento em que $A2$ se torna activo, em que $g_m \cdot V_i = \frac{I_{max}}{2}$, a eficiência é máxima e tem o valor de:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \quad (3.7)$$

À medida que V_i vai aumentando, verifica-se que a eficiência vai diminuindo até um valor mínimo de:

$$\eta \left(V_i = \frac{2 \cdot I_{max}}{3 \cdot g_m} \right) \approx 0.698 \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \quad (3.8)$$

Após alcançar este ponto mínimo, a eficiência aumenta novamente até alcançar o valor máximo. Nesse ponto o Doherty entra em compressão de ganho, entrando na terceira zona de funcionamento (em que V_{in} é igual a $V_{in_{max}}$), Fig. 11.

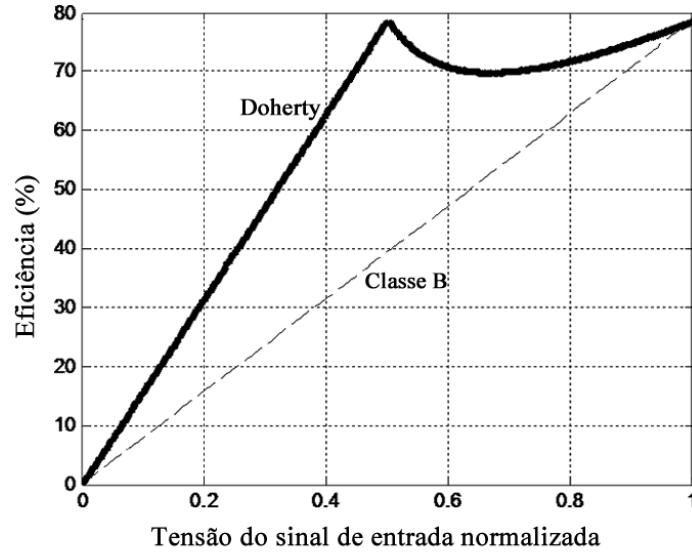


Fig. 11 - Eficiência de um PA Doherty ideal em comparação com um PA em classe B.

As deduções efectuadas das expressões apresentadas nesta secção, podem ser consultadas no anexo 8.3.

3.4 Linearidade no PA Doherty

Nesta secção é apresentada uma breve análise da linearidade num PA Doherty ideal. Uma análise mais detalhada, onde é apresentado o estudo da distorção não-linear de um modelo do PA Doherty construído no software ADS, será apresentada no quarto capítulo.

A potência fornecida à carga pelos amplificadores $A1$ e $A2$ é dada nas expressões em (3.9) por P_{out_C} e P_{out_P} respectivamente.

$$\begin{cases} P_{out_C} = \frac{V_{max} - V_k}{8} \cdot g_m \cdot V_i \\ P_{out_P} = \frac{V_{max} - V_k}{8} \cdot \left(\frac{2 \cdot g_m^2 \cdot V_i^2}{I_{max}} - g_m \cdot V_i \right) \end{cases} \quad (3.9)$$

$$P_{out_C} + P_{out_P} = \frac{V_{max} - V_k}{8} \cdot \frac{2 \cdot g_m^2 \cdot V_i^2}{I_{max}} \quad (3.10)$$

Analisando as expressões das potências fornecidas à carga P_{out_C} e P_{out_P} é possível verificar que não são proporcionais a V_{in}^2 ou seja a P_{in} , no entanto, a soma de P_{out_C} com P_{out_P} é proporcional a P_{in} , podendo-se assim afirmar que, idealmente, este é um amplificador linear.

As deduções efectuadas das expressões apresentadas nesta secção, podem ser consultada no anexo 8.3.

Uma vez que o amplificador A2 apenas se encontra em funcionamento para sinais de entrada V_{in} superiores a $V_{in_{max}}/2$, é comum usar um amplificador A2 polarizado em classe C, [17-18]. Esta é uma prática comum devido à simplicidade que proporciona à configuração Doherty, pois através da tensão polarização V_{GS} do amplificador em classe C, controla-se o nível do sinal a partir do qual este entra em funcionamento (ângulo de condução), evitando assim circuitos adicionais de controlo da entrada em funcionamento para o amplificador auxiliar. Outro motivo para o uso de um amplificador auxiliar em classe C, deve-se ao facto de ser possível, devido a interacção entre a distorção deste amplificador auxiliar em classe C e do amplificador principal (que na verdade é um amplificador em classe AB, mas muito próxima da classe B) poder dar origem a regiões de melhoria da razão entre sinal e distorção, como será explicado no quarto capítulo.

Apesar de um amplificador Doherty idealmente ser linear, na prática não é. O facto de não ser linear deve-se à distorção provocada pelo comportamento dos transístores do PA.

A distorção na forma de onda de um sinal que é causada pelo comportamento do transístor, tem a sua origem nas transições não abruptas entre a região de corte e linear e entre a região linear e a de saturação, Fig. 12. O facto da região linear não ser "perfeitamente linear" também contribui para estes efeitos, pois o ganho não se mantém constante nesta região.

Pode-se então dizer que estas não linearidades se devem ao facto do comportamento do transístor se afastar ligeiramente do comportamento ideal, pois, na realidade, a característica de transferência do transístor é constituída por transições mais graduais da região de corte para a região linear e da região linear para a saturação.

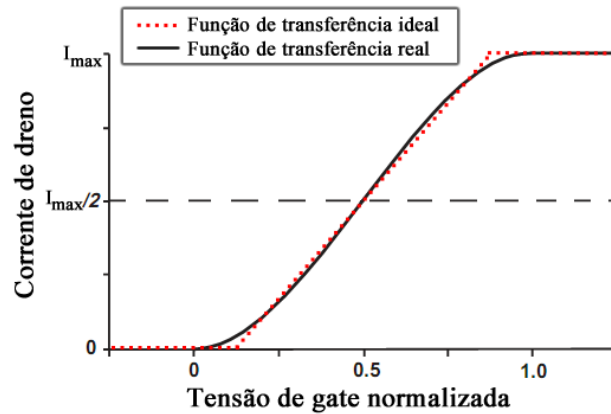


Fig. 12 - Corrente no dreno em função da tensão de gate.

3.5 Vantagens e Desvantagens do PA Doherty

O PA Doherty tem sido discutido em vários artigos. Nesta secção apenas se pretende fazer uma breve apresentação das vantagens e desvantagens do uso deste PA, que podem ser encontradas com mais detalhe em [2, 19].

As principais vantagens do uso do PA Doherty prendem-se essencialmente com a elevada eficiência que é possível obter para potências de saída próximas da potência de saída máxima e com a possibilidade de implementar métodos de linearização do ganho como a pré-distorção.

As principais desvantagens do uso do PA Doherty prendem-se essencialmente com a largura de banda que é limitada devido as linhas de transmissão de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda usadas, que se torna um problema uma vez que restringe a operação do sistema numa largura de banda estreita.

A degradação do ganho e a distorção de inter-modulação são também aspectos negativos, que se devem à classe de operação do amplificador auxiliar (A2) geralmente usada (classe C).

3.6 Construção de um esquema válido do PA Doherty no ADS

Para poder analisar e simular o funcionamento de um PA Doherty, foi utilizado o programa informático ADS para construir um esquema aproximado de um PA Doherty disponibilizado pela Freescale, Fig. 13.

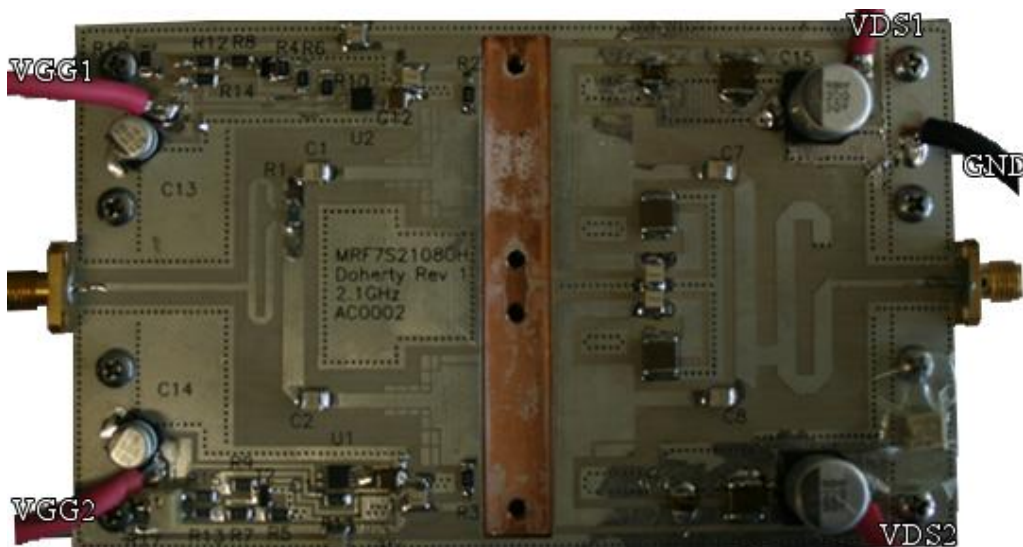


Fig. 13 - Fotografia tirada ao PA Doherty (disponibilizado pela Freescale).

A construção do esquema do PA Doherty no programa ADS foi realizada medindo, com o uso de um paquímetro, as dimensões das linhas de transmissão e identificando os componentes presentes no circuito real. As principais limitações encontradas resumem-se à precisão das medidas efectuadas de comprimento e de largura das linhas e ao facto de vários componentes da placa não estarem identificados. Os valores dos componentes não identificados e a estimativa das tensões de polarização dos transístores foram obtidos através de várias simulações efectuadas até que os resultados simulados se aproximassem dos esperados.

Para determinar as tensões de polarização iniciais para o amplificador principal e auxiliar foi necessario caracterizar o transistor (Fig. 14 e Fig. 15), usando o modelo do LDMOS [20] [21] no ADS.

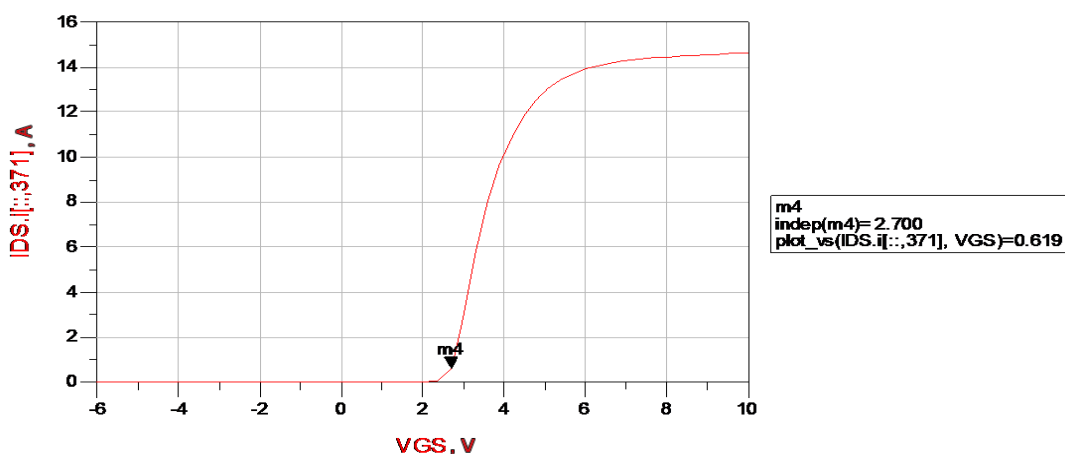


Fig. 14 - Curva I-V do transístor ($I_{DS}(V_{GS})$ para $V_{DS}=28V$).

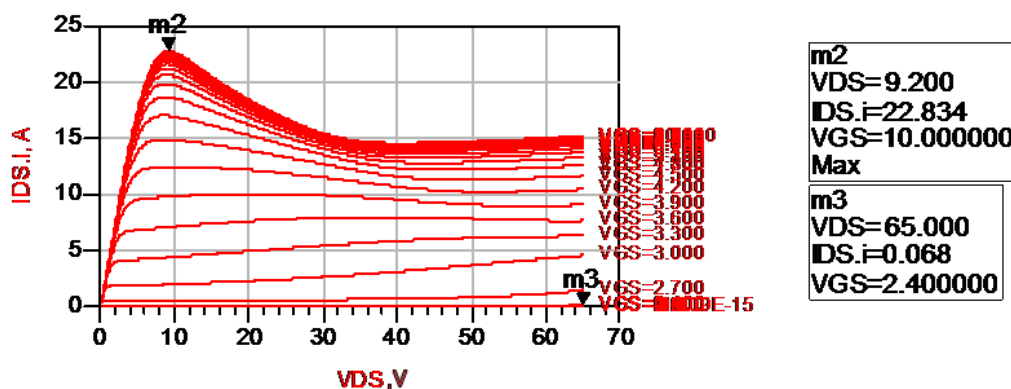


Fig. 15 - Curvas características I-V do transistor ($I_{DS}(V_{DS})$ para vários valores de V_{GS}).

Após ter o esquemático deste PA, é necessário assegurar a sua validade, sendo este o objectivo da secção 3.6.1.

O esquema do circuito final no ADS da placa do Doherty está ilustrado na figura do anexo 8.5.

3.6.1 Resultados com sinal de entrada de um tom

Nesta secção são apresentados os resultados das medições efectuadas ao PA real e das simulações no ADS com um sinal de entrada de um tom. Desta forma pretende-se verificar a semelhança entre estes resultados e validar o uso do modelo do PA Doherty construído no ADS.

As comparações entre os resultados medidos e simulados no ADS do PA Doherty estão representadas na Fig. 16, Fig. 17 e Fig. 18.

Observando o gráfico da potência de saída medida e simulada, Fig. 16.a), é possível verificar a semelhança existente entre estas duas curvas. A única diferença consiste no facto do PA Doherty real entrar em saturação alguns dB antes que o modelo construído no ADS, este facto é também possível de ser observado através da compressão de ganho na Fig. 16.b).

Analisando agora o gráfico do ganho medido e simulado, Fig. 16.b), é também possível verificar a semelhança existente entre as formas da curva simulada e medida. Apesar da semelhança entre estas curvas, verifica-se uma diferença de cerca de 1dB entre a amplitude destas.

Observando o gráfico da eficiência, Fig. 17, verifica-se, desde já, a diferença existente entre a forma das curvas obtidas e da curva ideal esperada (Fig. 11).

Observando a curva medida e simulada da eficiência, é visível a semelhança existente entre as suas formas e os seus valores. É também possível observar que para uma potência de entrada com aproximadamente 30 dBm, se obtêm um ligeiro máximo local de eficiência. Pode-se

considerar este ponto como o correspondente ao “ponto Doherty” (ponto que teoricamente corresponde ao primeiro máximo da característica da eficiência).

Nas curvas das medições apresentadas, apenas são apresentados resultados com potências de entrada inferiores a 34dBm. Não foram utilizados sinais com potências superiores porque, potências superiores a este valor, aumentariam o risco de danificar o equipamento de medida usado em laboratório.

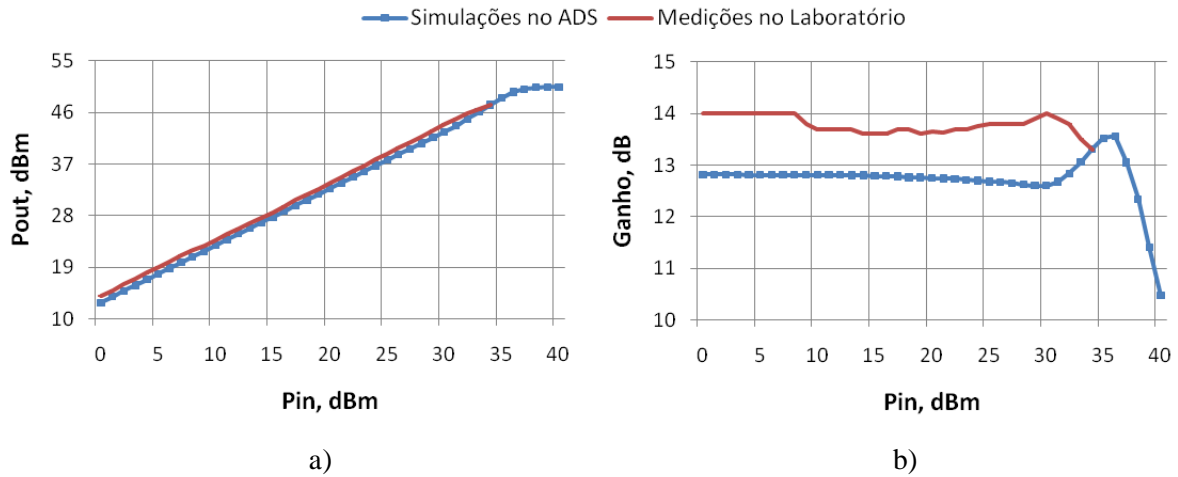


Fig. 16 – (a) Potência à saída e (b) ganho medido e simulada em função da potência do PA Doherty, para um sinal de entrada de um tom.

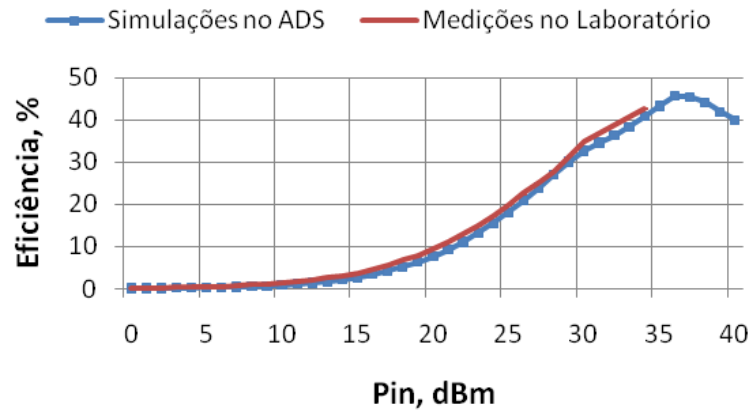


Fig. 17 - Eficiência medida e simulada em função da potência de entrada do PA Doherty, para um sinal de entrada de um tom.

Observando o gráfico das correntes à saída do amplificador auxiliar (Fig. 18.a)) e o gráfico da eficiência (Fig. 17), verifica-se, como era de esperar, que o amplificador auxiliar entra em funcionamento aproximadamente quando o amplificador atinge o “ponto Doherty”, ou seja, quando a potência do sinal de entrada é aproximadamente 30dBm. Verifica-se também que a entrada do PA em saturação se dá para uma potência de entrada próxima dos 37dBm.

A Fig. 18.b) ilustra a evolução das cargas vistas pelo amplificador principal e auxiliar com o aumento da potência do sinal de entrada, sendo possível verificar a modelação das cargas, verificando-se a coerência com os resultados esperados, Fig. 10.

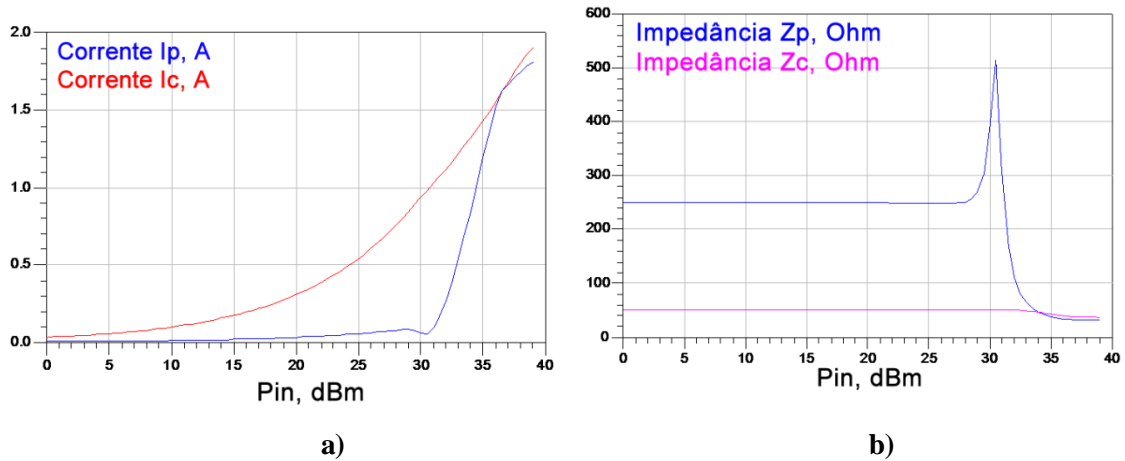


Fig. 18 - Resultados simulados do PA Doherty: (a) Correntes à saída do amplificador principal I_c e do amplificador auxiliar I_p em função da potência de entrada; (b) Impedâncias à saída do amplificador principal Z_c e do amplificador auxiliar Z_p em função da potência de entrada.

É assim possível verificar que, apesar de algumas limitações na construção do esquema do PA Doherty no ADS enunciadas anteriormente, os resultados das simulações estão de acordo com o esperado. Comparando alguns resultados de simulação com os resultados das medidas efectuadas no modelo real e, comparando alguns resultados de simulação com resultados teóricos, é visível a semelhança existente.

Conclui-se assim, que o modelo construído contém as características de um PA Doherty semelhante ao PA Doherty real, pelo que se considera este, um modelo válido para o uso em simulações ao longo desta dissertação.

Capítulo IV

Distorção não-linear no PA Doherty

4.1 Introdução

A distorção não-linear, no que toca ao modo de funcionamento de um PA, pode ser dividida em duas categorias [6].

Em uma das categorias, o modo de funcionamento quase linear permite o estudo baseado em modelos de não linearidades fracas, sendo possível extrair informação quantitativa e qualitativa usando as séries de Volterra (amplificadores em classe A e alguns em classe AB).

Na outra categoria, devido ao modo de operação fortemente não-linear, a extracção de informação é feita usando técnicas numéricas de simulação ou modelos comportamentais já existentes (amplificadores em classe B, em classe C e amplificadores baseados no princípio de comutação).

4.2 Previsão de distorção num PA para grande sinal

A dificuldade do estudo da distorção num amplificador com um modo de operação fortemente não-linear, deve-se ao facto destes amplificadores serem dispositivos com não linearidades fortes [1] sendo as séries de Volterra desajustadas para estes casos.

Para analisar a distorção nestes casos conta-se com um conjunto de simples resultados teóricos. Estes resultados servem como ponto de partida para compreender o comportamento da distorção de um PA.

Neste trabalho, o ponto de partida assenta sobre a teoria e alguns dos resultados apresentados em [6, 22].

A teoria usada, tem na sua base alguns pressupostos. No primeiro pressuposto considera-se que $I_o[Vin(t)]$ não tem memória (em que $I_o[Vin(t)]$ é a corrente produzida à saída por um dispositivo em resposta ao sinal de entrada $Vin(t)$). No segundo pressuposto impõe-se que $I_o[Vin(t)]$ deverá ter um comportamento suave na região de funcionamento controlada pelo sinal de entrada, para que a função $I_o[Vin(t)]$ e as suas derivadas não apresentem descontinuidades. O

pressuposto do comportamento suave de $I_o[Vin(t)]$, permite também que as séries de Volterra contenham um pequeno número de termos na descrição do comportamento do amplificador de potência para pequeno sinal.

Tendo em conta estes pressupostos, é possível obter a partir da resposta do PA a um sinal de entrada de um tom, a relação entre o sinal de saída à fundamental $S(Vin)$ e a distorção de terceira ordem $D(Vin)$, [6]. A partir dessa relação é possível afirmar que um sistema sem distorção tem que obedecer à seguinte condição:

$$\frac{d}{dVin} \left[\frac{S(Vin)}{Vin} \right] = 0 \quad (4.1)$$

Esta condição significa que um sistema com ganho constante não apresenta distorção. Para verificar a veracidade desta condição pode-se proceder à análise de um sistema ideal que seja sempre linear, ou proceder à análise de um sistema que seja localmente linear. Como na realidade não existem sistemas ideais sempre lineares, proceder-se-á à análise de um caso em que um sistema seja localmente linear. Em alguns casos, no início da entrada da saturação de um PA, quando os primeiros termos da expansão de Taylor já não representam $I_o[Vin(t)]$ com precisão suficiente, é possível observar-se que, para um certo nível de excitação do sinal de entrada, o ganho de grande sinal em função da potência de entrada, apresenta um máximo (ou um mínimo). Significa isto que nesses pontos que o ganho é constante, observando-se para o mesmo nível de excitação do sinal de entrada, um mínimo na curva da potência de distorção.

Estes pontos são visíveis na curva característica AM-AM do PA, pois são precedidos de expansão de ganho e sucedidos por compressão de ganho (ou precedidos de compressão e sucedidos de expansão). Estes são pontos que oferecem elevadas razões entre sinal e distorção, são designados por *large-signal IMD sweet-spots* [6, 22].

É assim possível concluir que, para grande sinal, a redução da distorção não-linear e a linearização do ganho estão intimamente relacionadas.

Outro resultado importante presente em [6, 22], indica que quando um amplificador entra em saturação a potência de distorção de terceira ordem tende para um valor máximo e encontra-se em oposição de fase com a potência do sinal de saída à fundamental.

4.2.1 Análise teórica da distorção de um PA em classe AB e em classe C

Uma vez que a configuração Doherty em estudo é constituída por um PA em classe AB (próximo da classe B) e por um PA em classe C, será feita uma pequena análise teórica da distorção nas duas classes de operação. No entanto, uma análise mais detalhada pode ser encontrada em [6, 22].

Para pequeno sinal, a corrente produzida à saída por um PA $I_o[V_{in}(t)]$, pode ser representada usando a série de Taylor, onde V_p representa à tensão de polarização e g_n representa a derivada de ordem n de $I_o[V_{in}(t)]$:

$$\begin{aligned} I_o[V_i(t)] &= I_{0,DC} + g_1 V_{in}(t) + g_2 V_{in}(t)^2 + g_3 V_{in}(t)^3 + \dots \\ V_{in}(t) &= v_i(t) - V_p \\ g_n &= \frac{1}{n!} \frac{d^n I_o[v_i]}{dv_i^n} \Big|_{v_i=V_p} \end{aligned} \quad (4.2)$$

A Fig. 19 apresenta coeficientes da expansão de Taylor de ordem impar de $I_o[V_{in}(t)]$ (pois apenas estes contribuem para a distorção dentro de banda), típicos num LDMOS obtidos usando um modelo de grande sinal [22].

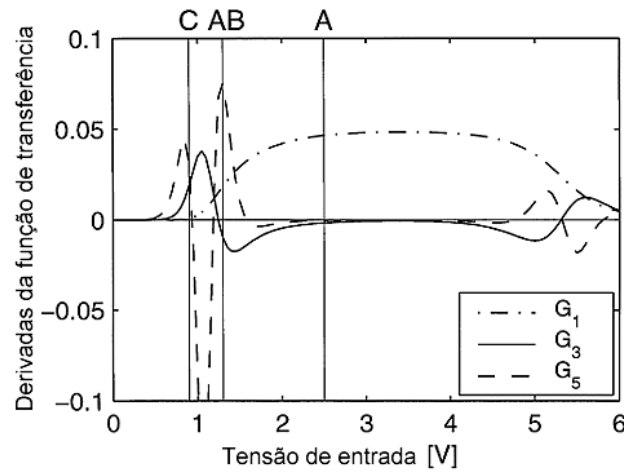


Fig. 19 - Coeficientes da expansão de Taylor da função de transferência tipica num LDMOS em função da tensão de entrada, (retirado de [22]).

Os valores dos coeficientes da expansão de Taylor da função de transferência $I_o[V_{in}(t)]$ estão associadas à tensão de polarização para as diferentes classes de operação. É possível verificar que um amplificador de classe C tem um g_3 de valor positivo, um amplificador de classe B tem um g_3 de valor nulo e um amplificador de classe AB tem um g_3 de valor negativo. A importância dada a g_3 deve-se ao facto do termo de g_3 ser dominante na distorção de 3ª ordem e para pequeno sinal a distorção de 3ª ordem é a dominante.

Num PA em classe C, para pequeno sinal, a distorção é dominada pela distorção de 3ª ordem (em que g_3 tem sinal positivo). No entanto, à medida que a potência de entrada aumenta, a excursão do sinal eventualmente atinge uma região onde a expansão de Taylor de $I_o[V_i(t)]$ já não descreve adequadamente a função de transferência. À medida que o sinal de saída comprime, a distorção de 3ª ordem torna-se negativa (pois quando um amplificador entra em saturação a potência de distorção encontra-se em oposição de fase com a potência do sinal de saída à fundamental), sendo assim eventualmente numa região onde a expansão em série de Taylor já não descreve $I_o[V_i(t)]$, a distorção de 3ª ordem terá um nulo, correspondendo ao *large-signal IMD sweet-spot*.

Num PA em classe AB (perto da polarização de um classe B), para pequeno sinal, g_3 é negativo, mas de pequeno valor. Neste caso, à medida que a potência de entrada aumenta, a excursão do sinal eventualmente atinge uma região onde devido ao baixo valor de g_3 e devido a contribuições de ordens superiores a distorção de 3ª ordem sofre uma primeira inversão de fase (passando de negativa a positiva) criando um primeiro *sweet-spot* (consultar Fig. 19). Já perto da saturação, a distorção sofre outra inversão de fase passando de positiva para negativa (pois quando um amplificador entra em saturação a potência de distorção encontra-se em oposição de fase com potência do sinal de saída à fundamental), criando um segundo *sweet-spot*.

Resumindo, a interação entre a distorção de pequeno e grande sinal pode determinar significativamente a forma da distorção de 3ª ordem, podendo dar origem a regiões de degradação ou melhoria da razão entre sinal e distorção.

4.3 Método da sobreposição das derivadas na análise da distorção no Doherty

Para analisar a distorção num PA Doherty, pode-se usar o método da sobreposição das derivadas [23-24].

O método da sobreposição das derivadas consiste no uso de dois ou mais dispositivos em paralelo com diferentes pontos de polarização.

Cada dispositivo é modelado por uma corrente não-linear controlada pela tensão de entrada que pode ser representada por uma expansão em série de Taylor, expressão (4.2).

Como cada dispositivo tem uma tensão de polarização diferente, os coeficientes da expansão em série de Taylor serão diferentes para cada dispositivo, resultando na soma, e ocasionalmente, na subtração das derivadas da corrente de dreno dos transístores.

A Fig. 20 ilustra um exemplo de sobreposição das derivadas:

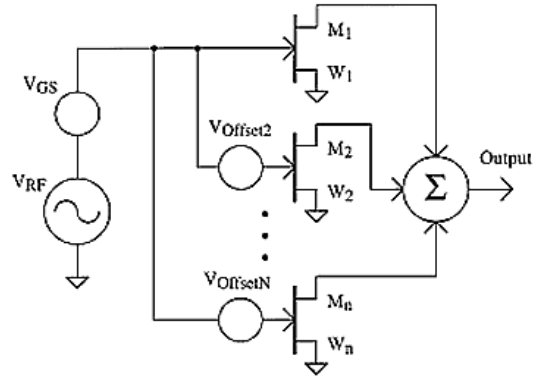


Fig. 20 - Esquema idealizado da sobreposição das derivadas num PA, (retirado de [24]).

Tendo por exemplo um transístor polarizado em classe AB, em que se pretende eliminar a distorção de 3ª ordem para pequeno sinal, basta juntar em paralelo um transístor igual polarizado em classe C. Uma vez que o transístor em classe AB tem um g_3 negativo e um transístor polarizado em classe C tem um g_3 positivo, basta que o valor de g_3 em módulo seja o mesmo para o transístor polarizado em classe AB e C, obtendo-se assim uma distorção de 3ª ordem nula para pequeno sinal. Este é o princípio de funcionamento desta técnica.

Consideremos agora um PA Doherty ideal constituído por dois amplificadores polarizados em classe B. Considerando também que os dois amplificadores estão polarizados em classe B ideal (com todos os coeficientes da derivada de n-ordem de $I_o[V_{in}(t)]$ nulos, $g_n=0$), conclui-se que a distorção de 3ª ordem resultante é igual à de um amplificador em classe B ideal, ou seja, nula.

Consideremos por fim um PA Doherty real, constituído por um amplificador principal polarizado em classe AB (próximo da classe B) e por um amplificador auxiliar polarizado em classe C.

Quando a potência do sinal de entrada é baixa, apenas o amplificador em classe AB se encontra em funcionamento, sendo a distorção de 3ª ordem dominada pelo coeficiente g_3 negativo (g_3 de pequeno valor). À medida que a potência do sinal de entrada vai aumentando, a excursão do sinal eventualmente atinge uma região onde devido ao baixo valor de g_3 do amplificador em classe AB e devido à entrada em funcionamento do amplificador em classe C (g_3 positivo), a distorção de 3ª ordem sofre uma primeira inversão de fase (passando de negativa a positiva) criando um primeiro *sweet-spot*.

Quando o sinal à saída do amplificador em classe C, devido ao aumento da potência do sinal de entrada, entra em compressão (entrada na região de saturação), a distorção de 3ª ordem

produzida pelo amplificador em classe C e pelo amplificador em classe AB torna-se negativa (pois ambos os amplificadores principal e auxiliar entram na região de saturação) criando um segundo *sweet-spot*.

Pode-se assim concluir que a distorção resultante de um PA Doherty, terá as características de distorção semelhantes às de um amplificador em classe AB (próximo da polarização em classe B).

4.4 Análise da distorção não-linear de um modelo do PA Doherty

Para analisar a distorção em termos da distorção de intermodulação de terceira ordem (IMD3), o PA Doherty foi caracterizado no ADS usando um sinal de dois tons com um espaçamento de 10kHz. O esquema do circuito a partir do qual se fizeram as simulações encontra-se ilustrado na figura do Anexo 8.5.

A Fig. 21 mostra as curvas IMD3 superior e inferior onde é visível que estas duas curvas se sobrepõem, não existindo portanto uma assimetria entre estas.

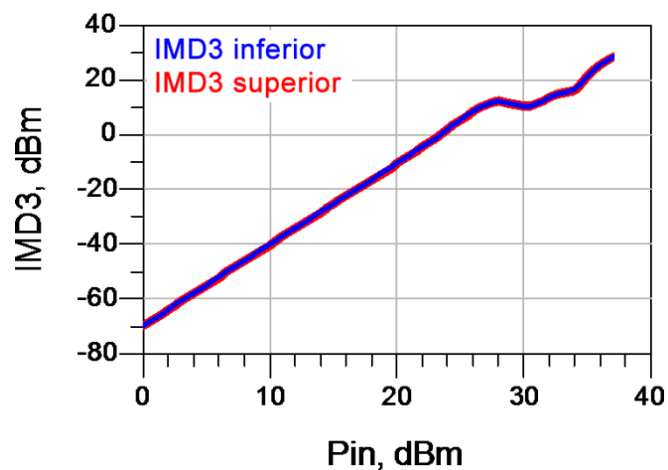


Fig. 21 - IMD3 inferior e superior em função da potência de entrada no PA Doherty.

Tendo as curvas de IMD3, passar-se-á à sua análise, para isso será usada apenas uma das curvas (pois são idênticas). Para melhor análise da curva característica da IMD3 será sobreposta a esta mais duas curvas, sendo elas a curva da característica AM-AM (ou curva do ganho) do PA e a curva da diferença de fase entre a IMD3 e o sinal de saída à frequência fundamental do PA, Fig. 23. Na Fig. 22 está representada a curva da potência do sinal de saída e da eficiência para o PA Doherty com um sinal de dois tons à entrada.

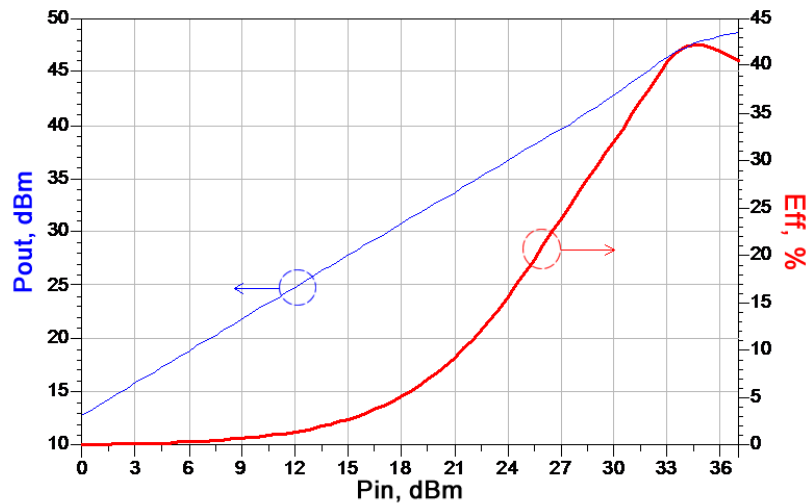


Fig. 22 - Potência de saída e eficiência em função da potência de entrada para um PA Doherty com um sinal de entrada de 2 tons.

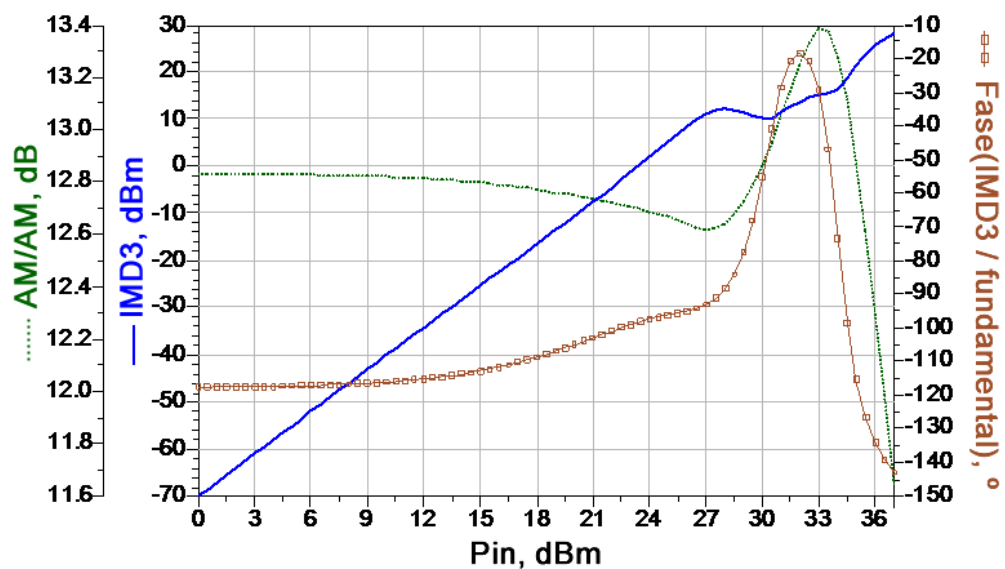


Fig. 23 – Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons: Característica AM-AM (Verde); IMD3 inferior (Azul); diferença de fase entre a IMD3 e a potência à frequência fundamental (Castanho).

A análise do gráfico da Fig. 23 será efectuada dividindo-o em quatro regiões distintas com base na potência do sinal de entrada.

4.4.1 1ª Região

A primeira região é definida para a potência do sinal de entrada entre 0dBm e aproximadamente 15dBm.

O PA Doherty é constituído por um amplificador principal em classe AB (g_3 negativo) e por um PA classe C (g_3 positivo). Nesta região a distorção é causada pelo amplificador principal. É possível fazer esta afirmação devido à oposição de fase existente entre a IMD3 e a tensão de saída à frequência fundamental. De facto, não é exactamente $\pm 180^\circ$, no entanto, é aproximadamente -110° , que indica o mesmo, que é uma região de compressão de ganho.

4.4.2 2ª Região

A segunda região é definida para a potência do sinal de entrada entre 15dBm e aproximadamente 27dBm.

Nesta região é mais visível a compressão de ganho do amplificador principal. Esta compressão do ganho do amplificador principal (diminuição da amplitude da curva do ganho), implica o aumento da amplitude da curva IMD3, Fig. 24.

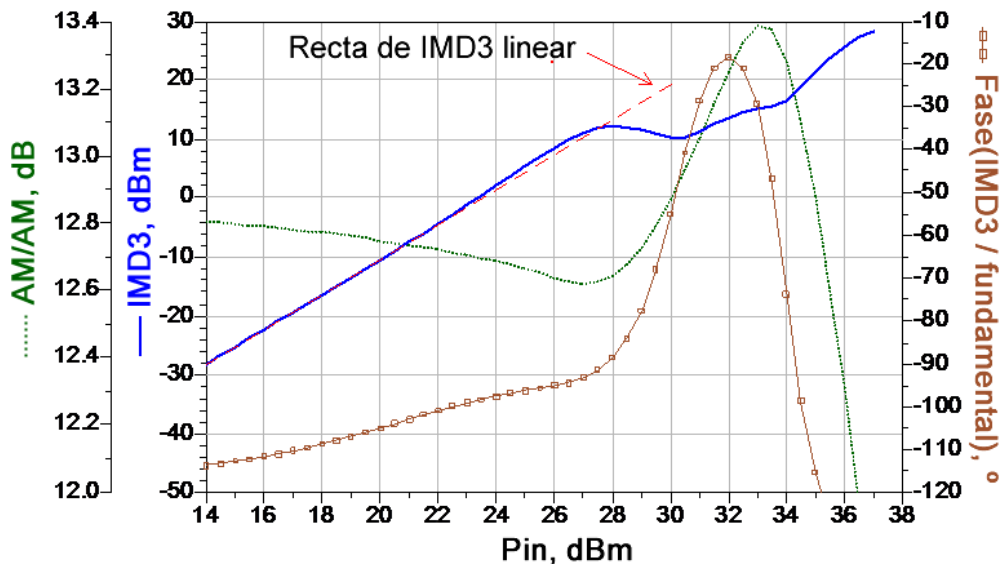


Fig. 24 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons: Característica AM-AM (Verde); IMD3 inferior (Azul); diferença de fase entre a IMD3 e a potência à frequência fundamental (Castanho); recta de IMD3 linear (a tracejado vermelho).

Nesta região observa-se também que a diferença de fase entre a IMD3 e a tensão de saída à frequência fundamental diminui. Tal justifica-se atendendo à contribuição positiva da região de *turn-on* nos LDMOS (demonstrado em [22]).

Para suportar esta afirmação são também mostrados dois gráficos (Fig. 25) em que o amplificador auxiliar se encontra inactivo e o amplificador principal é polarizado com duas tensões de polarização diferentes.

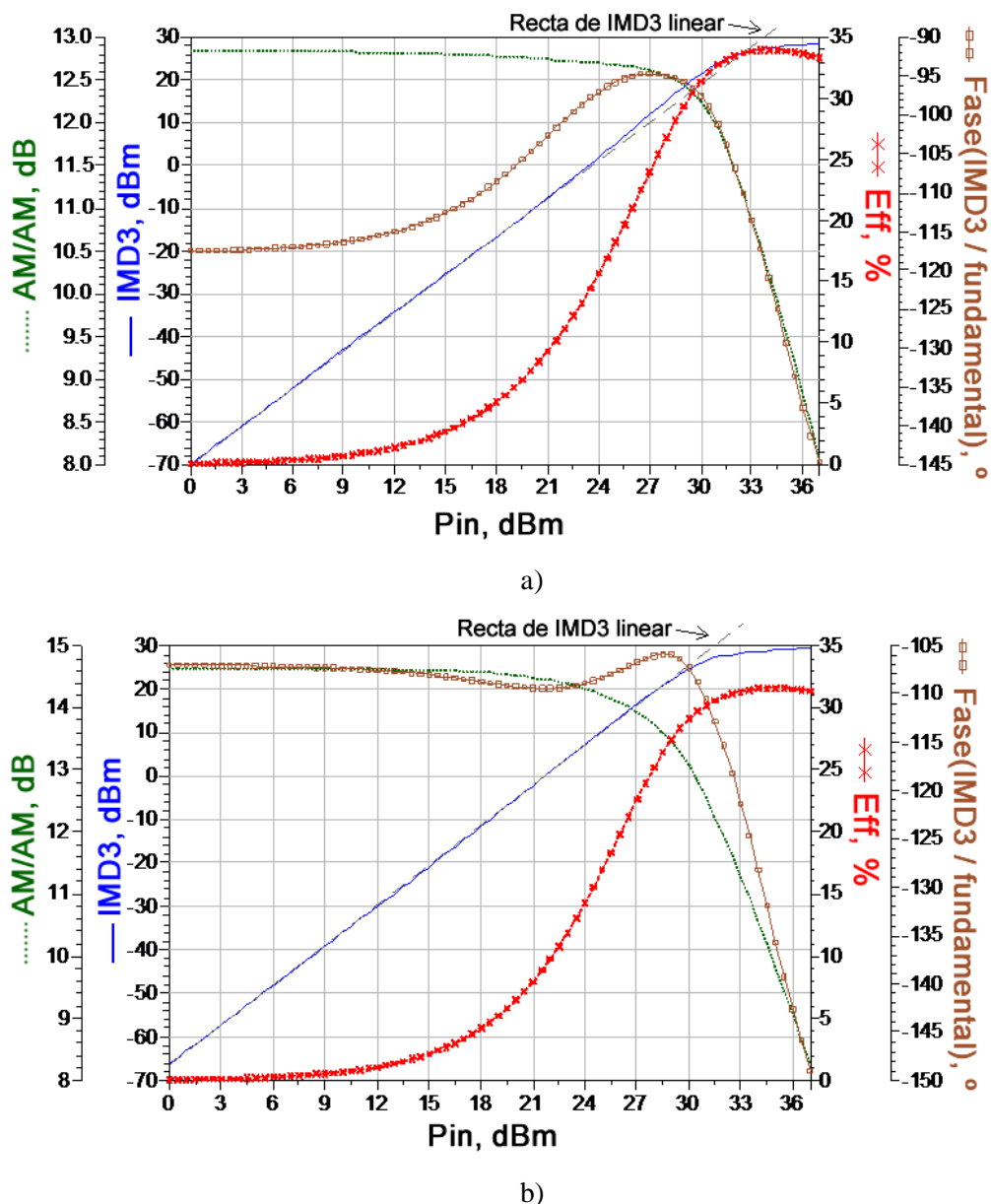


Fig. 25 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons: (a) caso em que o amplificador auxiliar está inactivo; (b) caso em que o amplificador auxiliar está inactivo e o amplificador principal está polarizado em clara Classe AB.

Nos gráficos da Fig. 25, o amplificador auxiliar encontra-se inactivo, verificando-se assim o desaparecimento do máximo da curva AM/AM e da curva referente à fase entre a IMD3 e a tensão de saída à frequência fundamental observado na Fig. 24.

Analisando as curvas relativas à fase e potência da distorção nos gráficos da Fig. 25, verifica-se que o aumento da tensão de polarização de *gate* (V_g) da Fig. 25.a) para a Fig. 25.b), provoca o desaparecimento do aumento do declive na curva IMD3 e uma redução substancial no máximo da curva referente à fase entre a IMD3 e a tensão de saída à frequência fundamental.

Pode-se assim concluir que aumentando a tensão de polarização do amplificador principal para um claro amplificador em classe AB, resulta numa diminuição da influência da contribuição da região de *turn-on* (ou seja, diminuição da contribuição da distorção de ordens superiores à de terceira ordem) devido ao maior valor em módulo de g_3 .

Aumentando ainda mais a polarização do amplificador principal foi possível verificar o completo desaparecimento desta região de máximo de fase verificada para polarizações próximas do classe B.

4.4.3 3ª Região

A terceira região é definida para a potência do sinal de entrada entre 27dBm e aproximadamente 34dBm.

Nesta região, devido à entrada em funcionamento do amplificador auxiliar (g_3 positivo), a distorção de 3ª ordem sofre uma primeira inversão de fase (passando de compressão de ganho a expansão de ganho, visível na curva a verde e a castanho na Fig. 23), que deveria corresponder à criação de um primeiro *sweet-spot* na curva de IMD3. No entanto, neste caso, não se verifica essa concordância entre o ponto com derivada do ganho nula e o ponto com mínimo (*sweet-spoot*) na curva da IMD3.

Analisando a curva de ganho, verifica-se que este mínimo local é sucedido por um máximo local (que corresponde a uma segunda inversão na fase da distorção de 3ª ordem, correspondendo à passagem de expansão de ganho a compressão de ganho devido à proximidade da região de saturação do amplificador auxiliar e principal). Este ponto deveria corresponder a um segundo mínimo (*sweet-spoot*) na curva da IMD3, pois neste ponto a derivada do ganho também é nula.

Olhando agora a curva do IMD3 verifica-se que esta contém dois *sweet-spoots*, em que o primeiro se situa afastado da potência do sinal de entrada correspondente ao mínimo local na curva de ganho e o segundo se encontra muito próximo da potência do sinal de entrada correspondente ao máximo local na curva de ganho.

Para encontrar justificação para este acontecimento foram realizados vários testes, destacando-se três que serão agora apresentados.

No primeiro teste, foram substituídos os circuitos responsáveis pela polarização da tensão de *gate* dos LDMOS por componentes ideais “*DCFeed*”, obtendo-se o gráfico da Fig. 26. Neste gráfico é possível verificar a concordância da posição do *sweet-spoot* com a posição do máximo local, no entanto, também se verifica o desaparecimento de um dos *sweet-spoots* iniciais.

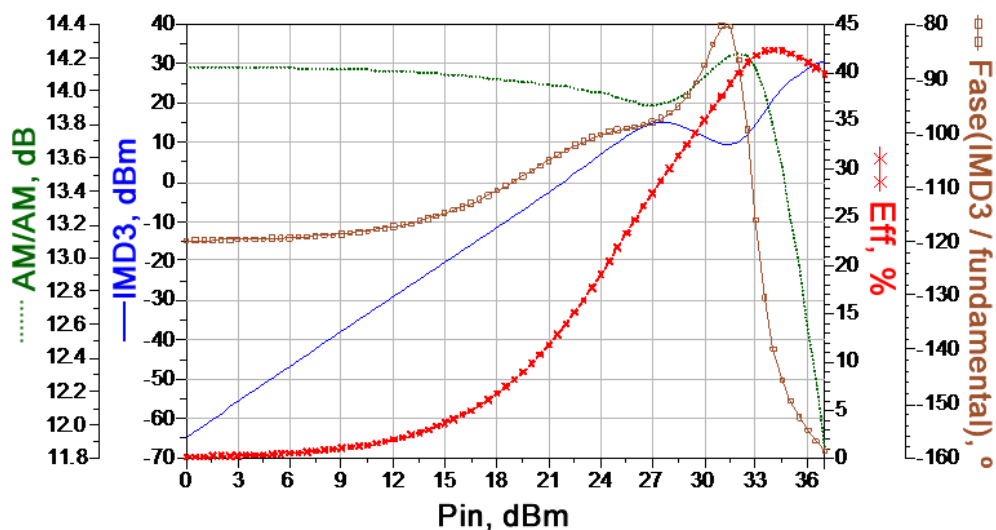


Fig. 26 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons, em que foi substituído o circuito responsável pela polarização das tensões de *gate* por componentes ideais “DCFeed”.

No segundo teste foi introduzida uma linha de atraso “TLIND” (de 24 pico segundos) à saída do amplificador principal antes do componente “MTEE_ADS” que une as saídas do amplificador principal e auxiliar, obtendo-se o gráfico da Fig. 27. Neste gráfico é possível verificar a concordância da posição do primeiro *sweet-spot* com a posição do mínimo local, no entanto verifica-se um ligeiro desvio na posição do segundo *sweet-spot*.

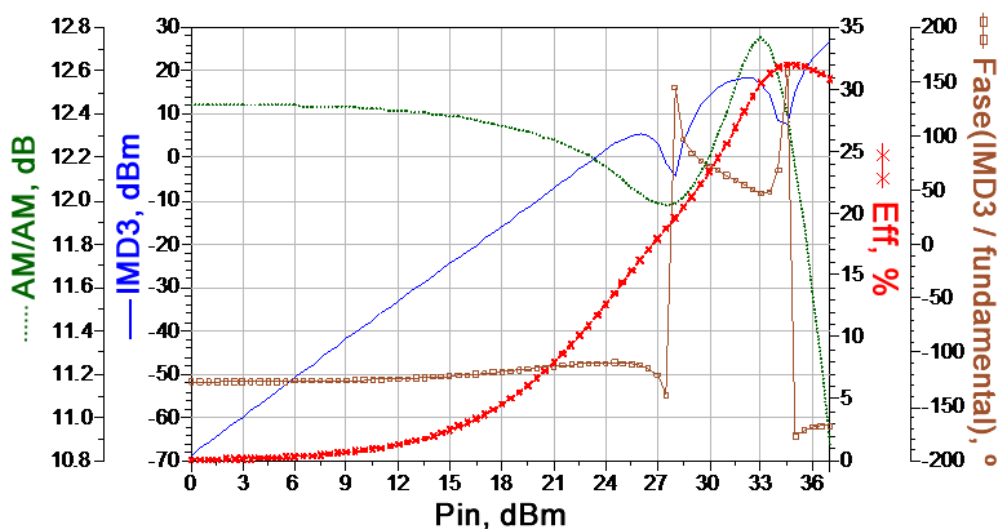


Fig. 27 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons, em que foi utilizada uma linha de atraso à saída do amplificador principal com um atraso de 0.024nsec.

No terceiro teste foram substituídos os circuitos responsáveis pela polarização da tensão de *gate* dos LDMOS pelo componente ideal “*DCFeed*” e foi introduzida a linha de atraso “*TLIND*” à saída do amplificador principal, obtendo-se o gráfico da Fig. 28. Neste gráfico é possível verificar a concordância das posições dos *sweet-spoot* com as posições do mínimo e do máximo local.

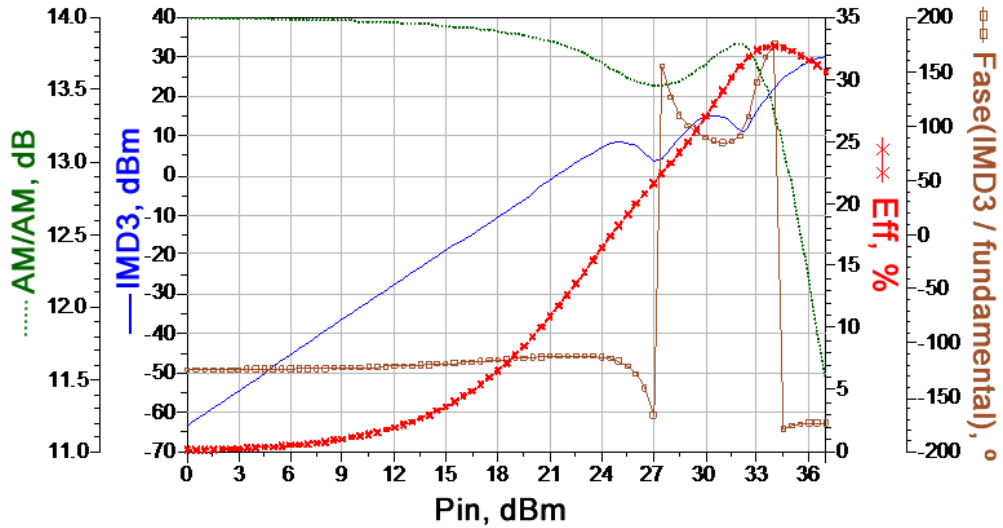


Fig. 28 - Distorção no PA Doherty com um sinal de entrada de dois tons, em que foi utilizada uma linha de atraso à saída do amplificador principal e foi substituído o circuito responsável pela polarização das tensões de *gate* por componentes ideais “*DCFeed*”.

Nos testes realizados com a introdução de uma linha de atraso tanto à entrada como à saída do amplificador principal, além da maior coerência com os resultados esperados das posições dos mínimos na curva IMD3, observou-se que a curva característica AM-PM possuíam muito menores variações de fase (variação na ordem dos 10° contra os 17° observados no caso original sem linhas de atraso). Porém, nestes casos também se observou uma queda da eficiência máxima.

Os testes realizados mostram que é possível obter concordância entre as posições dos *sweet-spoots* na curva da IMD3 simulada e esperada através da introdução de uma linha de atraso e da substituição dos circuitos de polarização dos LDMOS por um componente ideal. A explicação que é apresentada para esta discordância na posição dos *sweet-spoots* na curva da IMD3 simulada e esperada, prende-se com o facto de este ser um sistema com memória e a teoria que é a usada no estudo, ser uma teoria desenvolvida para sistemas sem memória.

4.4.4 4ª Região

A quarta região é definida para a potência do sinal de entrada superior a 34dBm.

Nesta região ambos os amplificadores contribuem negativamente para a IMD3 devido à entrada na região de saturação, resultando num aumento da IMD3.

A diferença de fase entre a IMD3 e a potência do sinal de saída à fundamental tende para os -180° (verificando à oposição de fase esperada na saturação), correspondendo assim a uma região de compressão ganho (curva a verde e a castanho na Fig. 23).

4.5 Discussão de resultados

Neste capítulo, o estudo do comportamento da distorção não-linear num PA permitiu estimar e, posteriormente, confirmar (através de simulações, usando o ADS) o comportamento da distorção não-linear num PA Doherty. Foi possível verificar que, considerando essencialmente a teoria de previsão da distorção não-linear num PA para grande sinal apresentada em [6] e o método da sobreposição das derivadas, foi possível apresentar uma boa estimativa do comportamento da distorção não-linear no PA Doherty.

Apenas a existência de efeitos de memória no PA Doherty construído no ADS, surge como limitação da aplicação da teoria de previsão da distorção não-linear.

Concluindo, com este capítulo foi possível verificar a interdependência entre distorção e linearidade e, perceber os mecanismos de geração de distorção.

Capítulo V

Pré-distorção digital

5.1 Introdução

A pré-distorção, conceptualmente é a forma mais simples de linearização de um PA [2]. Idealmente, consiste em distorcer o sinal de entrada original do PA através de uma característica de distorção que é precisamente a inversa da característica do PA, fazendo com que a distorção introduzida pelo PD compense a distorção causada pelo PA de modo a não se obter distorção da entrada para a saída do sistema, Fig. 29.

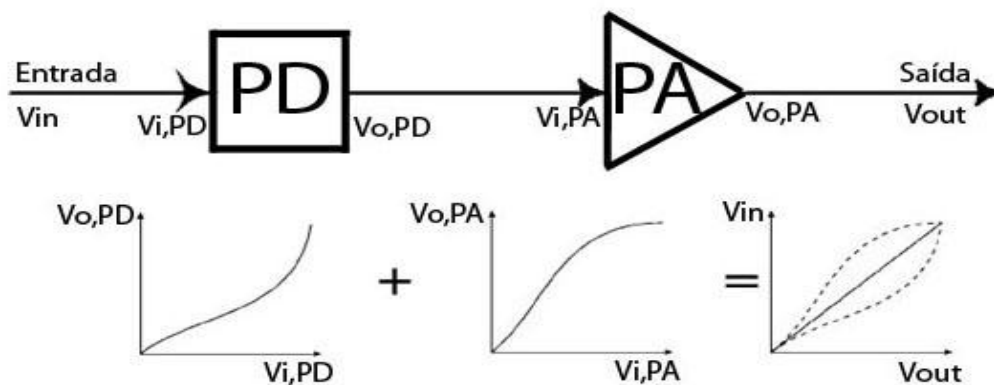


Fig. 29 - Esquema de um sistema constituído por um PD e por um PA, com a ilustração do seu funcionamento, (baseado em [2]).

5.1.1 Processo geral de obtenção da característica simples do PD

Para melhor perceber este conceito será apresentado um processo simples e geral de obtenção da característica de um PD para cancelar a distorção de terceira ordem (IMD3).

Devido aos termos de não-linearidades de menor grau serem os mais problemáticos, e devido às vantagens oferecidas pelo uso de polinómios, será considerado um modelo polinomial do

PA simples de terceira ordem. As expressões seguintes têm como base os sinais da figura anterior em que o sinal à saída do PD dado por:

$$Vo_{PD} = b_1 \cdot v_{in} + b_3 \cdot v_{in}^3 \quad (5.1)$$

E o sinal à saída do PA é dado por:

$$Vo_{PA} = a_1 \cdot Vo_{PD} + a_3 \cdot Vo_{PD}^3 \quad (5.2)$$

Tendo estas expressões, pretende-se calcular os coeficientes b_1 e b_3 da característica do PD de maneira a anular a distorção causada pelo PA.

Substituindo Vo_{PD} em Vo_{PA} obtêm-se:

$$Vo_{PA} = a_1 \cdot (b_1 \cdot v_{in} + b_3 \cdot v_{in}^3) + a_3 \cdot (b_1 \cdot v_{in} + b_3 \cdot v_{in}^3)^3 =$$

$$a_1 \cdot b_1 \cdot v_{in} + (a_3 \cdot b_1^3 + a_1 \cdot b_3) v_{in}^3 + 3 \cdot a_3 \cdot b_3^2 \cdot b_1 \cdot v_{in}^5 + 3 \cdot a_3 \cdot b_3^2 \cdot b_1 \cdot v_{in}^7 + a_3 \cdot b_3^3 \cdot v_{in}^9 \quad (5.3)$$

Na expressão anterior, observa-se que, para minimizar a distorção de 3ª ordem, é necessário que:

$$a_3 \cdot b_1^3 + a_1 \cdot b_3 = 0 \Leftrightarrow b_3 = -\frac{a_3 \cdot b_1^3}{a_1} \quad (5.4)$$

5.1.2 Aspectos a ter em conta associados à Pré-distorção

Analisando a expressão do sinal de saída do PA com a adição do PD no sistema, expressão (5.3), é possível verificar que com a introdução de um PD é possível eliminar o termo de distorção de terceira ordem, expressão (5.4), no entanto também contribui para a criação adicional de mais termos de distorção.

É importante referir que o nível à saída do PA está limitado a um valor máximo. Quer isto dizer que, se num dado instante à entrada de um sistema V_{in} fosse $V_{in_{max}}$ corresponderia a um V_{out} do sistema $V_{out_{max}}$, se no instante seguinte V_{in} fosse $V_{in_{max}} + \Delta V$ a saída continuaria a ser $V_{out_{max}}$. Em suma, há um nível do sinal de saída máximo, que corresponde ao estado do amplificador saturado.

A pré-distorção pode ser efectuada em diferentes regiões de frequências, sendo elas na banda base, numa frequência intermédia ou à frequência da portadora do sinal de saída [2]. A pré-distorção a uma frequência intermédia ou à frequência da portadora do sinal de saída é muito semelhante, está geralmente associado ao uso de PD analógicos em que a maior vantagem é a capacidade de linearizar toda a largura de banda do PA simultaneamente. A pré-distorção na banda base está geralmente associada ao uso de PD digitais.

Devido à variabilidade dos ambientes ou mesmo do amplificador (temperatura e envelhecimento por exemplo), é importante ao descrever as diversas abordagens práticas para realizar a função do PD, reconhecer a eventual necessidade de adaptar ou modificar os parâmetros de PD através do uso de sinais de controlo externo.

No projecto de um PA existe sempre um compromisso entre linearidade e rendimento. No entanto, se juntar um PD a um PA com fraca linearidade e elevado rendimento, consegue-se obter um sistema mais linear. Porém, a potência consumida pelo PD irá contribuir para a diminuição do rendimento do sistema, que anteriormente só contava com o PA (deseja-se por isso que a potência consumida pelo PD, implementado usando por exemplo um DSP, seja reduzido comparado com a potência de saída do PA). Por outro lado, o uso de um PD, pode contribuir para um aumento da região linear do sistema, resultando num aumento do rendimento do sistema.

O custo adicional do PD pode assim ser justificado pelo facto de se poder usar um PA menos linear mas mais barato mas, por outro lado, se é menos linear espera-se que tenha elevado rendimento, logo irá consumir menos potência (maior duração da bateria de alimentação, no caso de dispositivos móveis).

O uso de um PD digital oferece também uma flexibilidade que através de componentes analógicos dificilmente se conseguiria obter. Oferece também a possibilidade de contabilizar efeitos de memória.

5.1.3 PD analógico e PD digital

Um PD analógico oferece vantagens ao nível da rapidez, da facilidade do uso a frequências elevadas, da simplicidade e do baixo custo e consumo de potência, no entanto, apenas têm um desempenho modesto de linearização e introduz perdas por inserção.

Um PD digital oferece vantagens ao nível da precisão digital que é possível obter, da flexibilidade, que à custa do aumento da complexidade de software e de algum hardware, permite compensar variações das características do PA, causadas por efeitos de memória ou por envelhecimento dos componentes. O elevado desempenho é também uma característica deste tipo de pré distorção.

O maior inconveniente da pré-distorção digital é a largura de banda limitada, visto que todas as amostras do sinal de entrada têm de ser modificadas em tempo real, o que implica frequências de relógio elevadas para realizar o número de operações matemáticas necessárias. DSP's com elevadas frequências de relógio, ou seja, elevada capacidade de realização de operações matemáticas em tempo real, implicam maior consumo de potência. Contudo, nos últimos anos

houve um avanço contínuo na tecnologia digital de circuitos integrados e é espectável que continue, fazendo com que o nível de integração aumente e a potência consumida diminua (Lei de Moore).

Para um PA com efeitos de memória é importante a possibilidade de incluir os efeitos de memória na construção de um PD [25]. A inclusão dos efeitos de memória pode ser efectuada usando um PD digital recorrendo às séries de Volterra.

5.2 Projecto do PD para o PA Doherty

Será projectado um PD digital para o PA Doherty devido a todas as vantagens que a pré-distorção digital trás e também porque o PA Doherty em estudo é um amplificador com memória.

Por forma a poder avaliar o resultado do procedimento da construção de um modelo polinomial com memória, proceder-se-á também à construção de um modelo polinomial com memória deste PA.

5.2.1 Modelo polinomial com memória de um PA

Um PA é um dispositivo não-linear que processa um sinal de entrada $x(t)$ em um sinal de saída $y(t)$.

Se o sinal de entrada for um sinal modulado WCDMA, apenas a envolvente complexa de $x(t)$ leva informações úteis. Sendo assim, um PA pode ser pensado como um dispositivo de processamento de sinais de envolvente complexa.

A abordagem mais usada para modelar um PA, consiste no uso de aproximações polinomiais tais como as séries de Volterra devido a simplicidade e principalmente devido à facilidade de extracção de parâmetros. Estes modelos polinomiais podem ser criados para representar a relação entrada-saída de um sinal de RF real (modelo equivalente passa-baixo para a envolvente complexa) ou a relação de entrada-saída de um sinal na banda base, que se torna mais relevante devido à flexibilidade de processamento digital de sinais (pré-distorção digital).

$$x(t) = \left| \tilde{x}(t) \right| \cdot e^{j\theta(t)} \rightarrow y(t) = \left| \tilde{y}(t) \right| \cdot e^{j\theta(t)} \quad (5.5)$$

O elevado número de coeficientes das séries de Volterra, fazem com que o seu uso seja pouco atractivo em aplicações práticas. No entanto é possível obter expressões simplificadas como

o polinómio com memória (descrito pela expressão (5.6)) que contém um menor número de coeficientes [26].

$$y(n) = \sum_{\substack{p=1 \\ p \text{ ímpar}}}^P \sum_{q=0}^Q b_{pq} \cdot x(n-q) \cdot |x(n-q)|^{p-1} \quad (5.6)$$

Na expressão (5.6), Q representa a quantidade de memória, P representa o ordem máxima do polinómio, $x(n)$ representa o sinal de entrada do sistema, $y(n)$ representa o sinal de saída do sistema e b_{pq} representam os coeficientes do modelo polinomial que representa o sistema.

O polinómio com memória pode ser usado para modelar e linearizar PAs com efeitos de memória devido à sua boa capacidade de modelar sistemas não lineares com memória [27].

A expressão (5.6) pode ser vista na forma matricial com amostragem discreta no tempo (em que N representa o número de amostras):

$$\begin{aligned} Y &= X \cdot B \\ Y &= [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T, \\ X &= [V_{10} \ , \dots, V_{P0} \ , \dots, V_{1Q} \ , \dots, V_{PQ}], \\ V_{pq} &= [v_{pq}(0) \ , \dots, v_{pq}(N-1)]^T, \\ v_{pq}(n) &= x(n-q) \cdot |x(n-q)|^{p-1}, \\ B &= [b_{10} \ , \dots, b_{P0} \ , \dots, b_{1Q} \ , \dots, b_{PQ}]^T. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Ou seja:

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ \dots \\ y(n) \\ \dots \\ y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{10}(0) & \dots & v_{P0}(0) & \dots & v_{1Q}(0) & \dots & v_{PQ}(0) \\ \dots & & \dots & & \dots & & \dots \\ v_{10}(n) & \dots & v_{P0}(n) & \dots & v_{1Q}(n) & \dots & v_{PQ}(n) \\ \dots & & \dots & & \dots & & \dots \\ v_{10}(N-1) & \dots & v_{P0}(N-1) & \dots & v_{1Q}(N-1) & \dots & v_{PQ}(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{10} \\ \dots \\ b_{P0} \\ \dots \\ b_{1Q} \\ \dots \\ b_{PQ} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Tendo o sinal $y(n)$ e $x(n)$, pretende-se obter B , o vector dos coeficientes. Para isso usa-se o método dos mínimos quadrados (*Least Squares*). Este método permite estimar os parâmetros desconhecidos em um sistema de equações, minimizando o erro quadrático de uma solução estimada, por forma a que a soma das distâncias ao quadrado entre as respostas observadas e as respostas estimadas seja a mínima possível [28].

A solução, usando o método dos mínimos quadrados, para a obtenção o vector B da expressão (5.7) é dada por:

$$B = (X^H \cdot X)^{-1} \cdot X^H \cdot Y \quad (5.9)$$

em que $(.)^H$ significa complexo conjugado transposto. O factor de condição (*condition number*) do termo $(X^H \cdot X)$ é um indicador da convergência e da precisão da solução [28], que corresponde à razão entre o valor próprio máximo e o valor mínimo deste termo. Quanto menor for o valor do número de condição, mais precisa é a solução, no entanto este nem sempre é um valor baixo. Uma solução possível para minimizar este valor consiste em fazer com que as colunas de X tenham baixa correlação, isto implica usar sinais de entrada em que a auto-correlação seja a mínima possível (por exemplo ruído branco, WCDMA, ...).

Resumindo, para construir um modelo polinomial com memória de um PA é necessário obter os seus sinais de entrada $x(t)$ e de saída $y(t)$. Tendo estes sinais é possível obter os coeficientes do modelo polinomial com memória através da expressão (5.9), definindo à priori a quantidade de memória e o máximo grau polinomial desejado. Após estimados os coeficientes do modelo polinomial com memória (vector B na expressão (5.7)) é possível estimar o sinal de saída para qualquer sinal de entrada, para isso basta usar um dado sinal de entrada para construção da matriz X e aplicar a expressão que permite o cálculo do sinal de saída Y (expressão (5.7)).

5.2.2 Modelo polinomial com memória de um PD digital

Idealmente, a função de um PD pode ser implicitamente definida por $F_{PA}(F_{PD}(v_{in})) = G_0 \cdot v_{in}$, ou seja, $F_{PD}(v_{in}) = F_{PA}^{-1}(G_0 \cdot v_{in})$, onde F_{PD} corresponde à função de um PD e F_{PA} à de um PA, Fig. 29. Porém, visto que a construção da função do PD é feita com base na observação do comportamento do PA, isto é, de v_{in} e de $F_{PA}(v_{in})$, na prática não é possível obter a função do PD directamente a partir deste método teórico, dado que quer F_{PA} quer F_{PD} são funções não lineares, não existindo por isso uma relação simples entre v_{in} e $F_{PD}(v_{in})$.

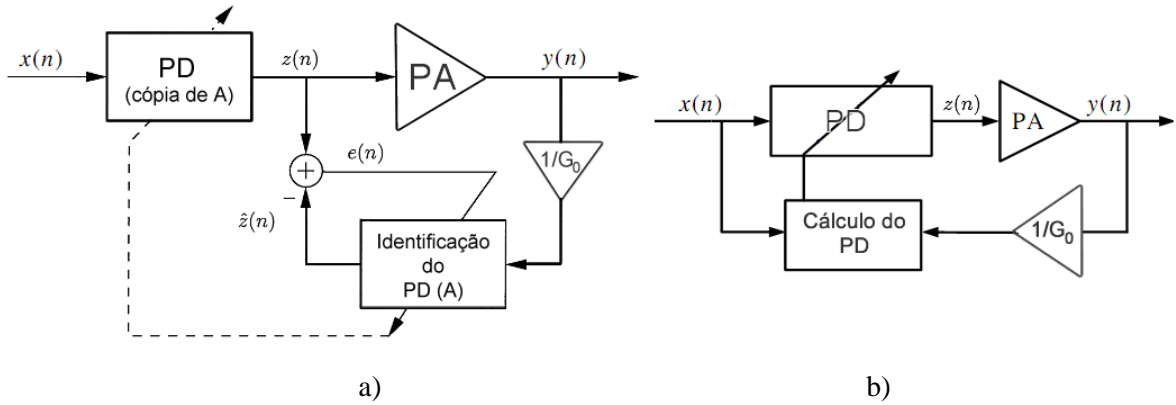


Fig. 30 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema de transmissão com um PD baseado na: (a) arquitectura de aprendizagem indirecta, (baseado em [27]); (b) arquitectura de aprendizagem directa, (baseado em [29]).

Na prática a obtenção da função de um PD pode ser feita com base na arquitectura da aprendizagem indirecta [27, 30-31] ou directa [29, 32].

O método da arquitectura de aprendizagem indirecta é ilustrado na Fig. 30.a). O sinal de entrada do PD é dado por $x(n)$, e o seu sinal de saída (também sinal de entrada do PA) é dado por $z(n)$. O caminho de realimentação inclui o bloco *Identificação do PD (A)*, que tem como entrada $y(n)/G_0$ e $\hat{z}(n)$ como saída, em que G_0 corresponde ao ganho pretendido para o sistema constituído pelo PD e pelo PA. O PD corresponde a uma cópia exacta do PD identificado no bloco *Identificação do PD (A)* e é aplicado antes do PA.

Idealmente, pretende-se que $y(n) = G_0 \cdot x(n)$, que faz com que $z(n) = \hat{z}(n)$, resultando num erro nulo, $e(n) = z(n) - \hat{z}(n)$.

Sendo assim, dado $y(n)$ e $z(n)$, pretende-se determinar os coeficientes do bloco *Identificação do PD (A)* por forma a minimizar o erro $e(n)$ [27].

O método da arquitectura de aprendizagem directa é ilustrado na Fig. 30.b). Neste método, os coeficientes da função do PD são calculados com base nos sinais $y(n)/G_0$ e $x(n)$ no bloco *Cálculo do PD* (ilustrado na Fig. 30.b)), em que G_0 corresponde ao ganho pretendido para o sistema constituído pelo PD e pelo PA [29, 32].

Neste trabalho, a obtenção dos coeficientes do PD é feita com base na arquitectura de aprendizagem directa. As razões que levaram à obtenção dos coeficientes do PD com base nesta

arquitectura em detrimento da arquitectura de aprendizagem indirecta consistem, principalmente, na maior simplicidade e no bom desempenho proporcionado por esta arquitectura.

Resumindo, o cálculo do modelo polinomial com memória do PD utilizando este procedimento, consiste no uso do sinal de entrada e de saída do PA (pois considera-se que inicialmente o PD corresponde a um “curto-circuito”, isto é, $x(n) = z(n)$) e seguir o procedimento de obtenção dos coeficientes do polinómio com memória explicados na secção 5.2.1, resultando na expressão (5.9). Porém, neste caso, a matriz X é construída com base no sinal de saída do PA multiplicado pelo inverso do ganho linearizado (G_0) do PA e a matriz Y é construída com base no sinal de entrada do PA.

5.3 Implementação de sistema de pré-distorção usando MATLAB e ADS

Neste trabalho, o PD digital baseado no modelo polinomial com memória é implementado usando o MATLAB e o PA Doherty é implementado usando o ADS, Fig. 31.



Fig. 31 – Diagrama de blocos simplificado do modo de implementação do sistema de constituído pelo PD e pelo PA.

O processo da realização de pré-distorção, tem o seu início na criação de dois ficheiros, utilizando o programa MATLAB, que constituem o sinal de entrada (componente I -fase e Q -quadratura) a aplicar ao PA Doherty.

Após a criação dos dois ficheiros que constituem o sinal de entrada, é utilizado o esquemático do ADS ilustrado na figura do anexo 8.6, que foi construído para poder interagir com os sinais provenientes do MATLAB e simular a resposta do PA Doherty a um sinal de entrada.

Para que seja possível gerar o sinal de entrada pré-distorcido a aplicar ao PA, os sinais de entrada e de saída do PA são gravados em dois ficheiros, como é possível ver no esquemático do ADS.

Com base no sinal de entrada e de saída gravados anteriormente utilizando o esquemático do ADS, é utilizado o código desenvolvido no MATLAB (anexo 8.8), que implementa a função do PD digital, gerando e guardando o sinal de entrada pré-distorcido em dois novos ficheiros (componente

I -fase e Q -quadratura). Neste trabalho, pretende-se o desenvolvimento de um PD que melhore a linearidade do PA em toda a gama do sinal de entrada, mantendo a sua eficiência média elevada. Com este objectivo, o ganho do sistema constituído pelo PD e pelo PA, é declarado na rotina do Matlab, correspondendo ao ganho mínimo proporcionado pelo PA.

Utilizando novamente o esquemático do ADS (figura do anexo 8.6), basta desactivar o bloco *VAR1* e activar o bloco *VAR3* (em que os blocos *VAR1* e *VAR3* correspondem a blocos de variáveis presentes no esquemático do ADS referido anteriormente), para que o sinal de entrada seja o sinal pré-distorcido. Obtendo-se assim à saída o sinal resultante do sistema constituído pelo PD e pelo PA.

Este processo da realização de pré-distorção ao PA Doherty é apresentado de uma maneira geral ilustrado no diagrama da Fig. 32.

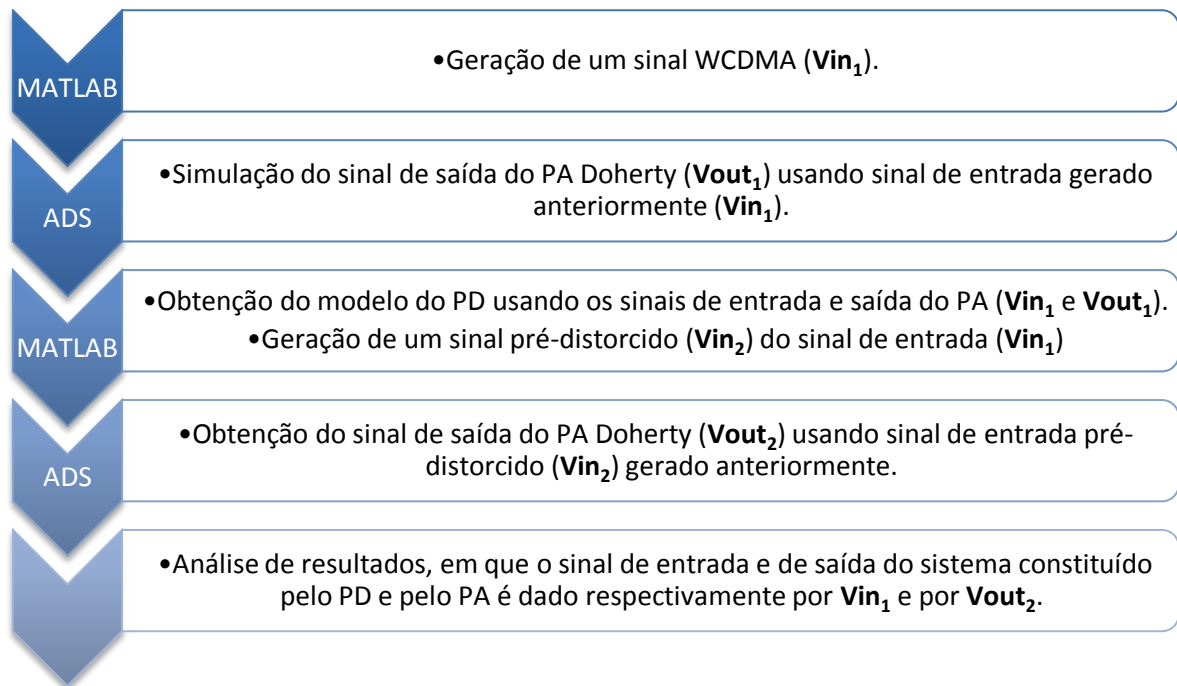


Fig. 32 – Diagrama do processo da implementação de pré-distorção digital no PA Doherty utilizando os programas MATLAB e ADS.

5.3.1 Modelo Polinomial com memória do PA Doherty

Através da recolha dos sinais de entrada e saída no ADS usando o esquemático da figura do Anexo 8.7, é possível obter um modelo polinomial com memória do PA Doherty, bastando seguir o procedimento explicado na subsecção 5.2.1.

Para determinar quais os parâmetros ideais do modelo (máxima ordem e memória) foram efectuadas algumas simulações onde se varia:

- A ordem máxima do polinómio com memória do PA ($2*K+1$);
- A memória do polinómio com memória do PA (Q);
- O número de portadoras do sinal de entrada;
- A potência média do sinal de saída.

Depois de obtidos os modelos comportamentais, a avaliação da precisão comportamental obtida por cada modelo é quantificada calculando o NMSE [33], em que Y_I corresponde à componente em fase e Y_Q corresponde à componente em quadratura da forma de onda medida e estimada para as N amostras dos sinais.

$$NMSE = 10 \cdot \log \left\{ \frac{\sum_{k=1}^N [(y_{I,k}^{med} - y_{I,k}^{estim})^2 + (y_{Q,k}^{med} - y_{Q,k}^{estim})^2]}{\sum_{k=1}^N [(y_{I,k}^{med})^2 + (y_{Q,k}^{med})^2]} \right\} \quad (5.10)$$

Os resultados das simulações efectuadas com o objectivo de determinar os parâmetros ideais do modelo polinomial do PA, encontram-se ilustrados na Fig. 33 e na Fig. 34.

Na Fig. 33, é usado um sinal de entrada com uma portadora, constituído por 8000 amostras, em que se representa graficamente o NMSE variando potência média do sinal de saída, a ordem máxima do polinómio e a memória. A potência média do sinal de saída à qual foram realizadas as simulações foi escolhida tendo como base o valor de ACPR, em que para um sinal com P_{out} igual a 41dBm apresenta um ACPR em módulo inferior a 45dBc e um sinal com P_{out} igual a 35dBm apresenta um ACPR em módulo de aproximadamente 45dBc.

Observa-se, nos gráficos da Fig. 33, que à medida que a potência de saída desce, a ordem máxima do polinómio a partir da qual se verifica melhorias significativas do NMSE desce, mantendo-se a memória necessária constante, provando assim que este é um PA com memória. É também visível a diminuição do valor absoluto do NMSE à medida que P_{out} aumenta.

Estes são resultados coerentes com o esperado, pois ao diminuir a potência média do sinal de saída, está-se a diminuir o ponto médio de funcionamento do PA, afastando o seu funcionamento da zona de saturação onde as não linearidades são mais fortes.

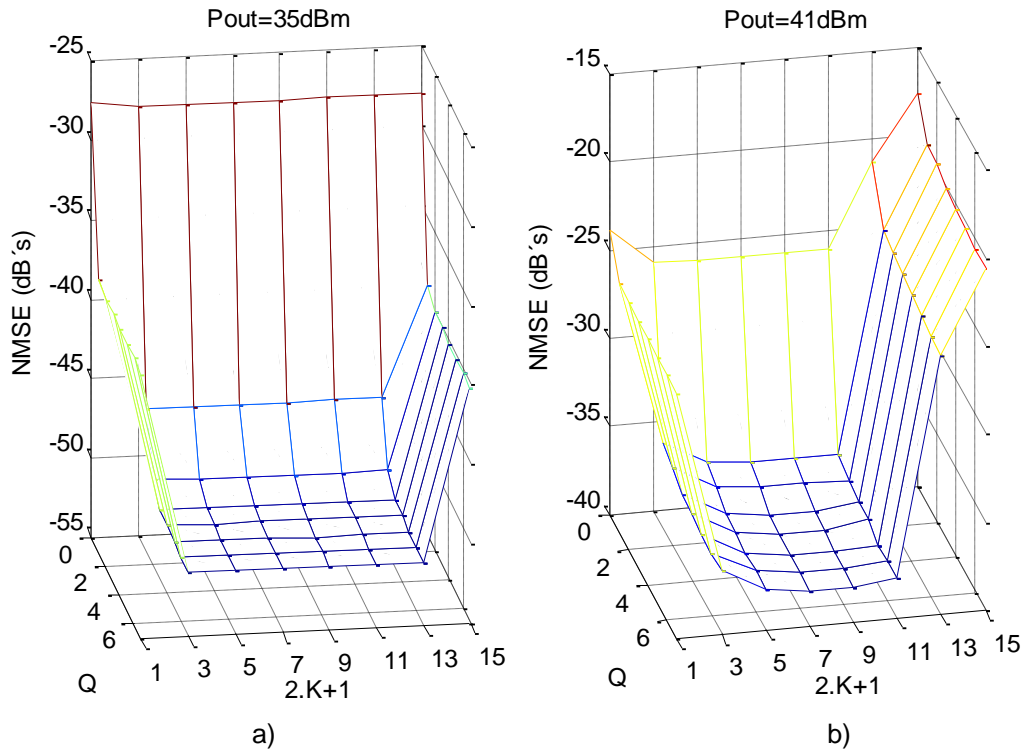


Fig. 33 - Resultados do NMSE dos modelos do PA obtidos para um sinal com uma portadora e com 8000 amostras, variando a memória Q e a ordem máxima do polinómio $2K+1$ para: (a) $P_{out}=35\text{dBm}$; (b) $P_{out}=41\text{dBm}$.

Na Fig. 34, é usado um sinal de entrada com duas portadoras, constituído por 6000 amostras, em que se representa graficamente o NMSE variando potência média do sinal de entrada, a ordem máxima do polinómio e a memória.

A potência média do sinal de saída à qual foram realizadas as simulações, tal como no caso das simulações com uma portadora, foram escolhidas tendo como base o valor de ACPR, em que para um sinal com P_{out} igual a 35dBm apresenta um ACPR em módulo inferior a 45dBc e um sinal com P_{out} igual a 25dBm apresenta um ACPR de em módulo superior a 45dBc.

À semelhança dos resultados das simulações com uma portadora, verifica-se que com a diminuição de P_{out} os valores absolutos do NMSE aumentam. Pode-se assim concluir que estes são resultados coerentes com os resultados esperados e com os resultados das simulações efectuadas com um sinal de entrada com uma portadora, apresentados anteriormente.

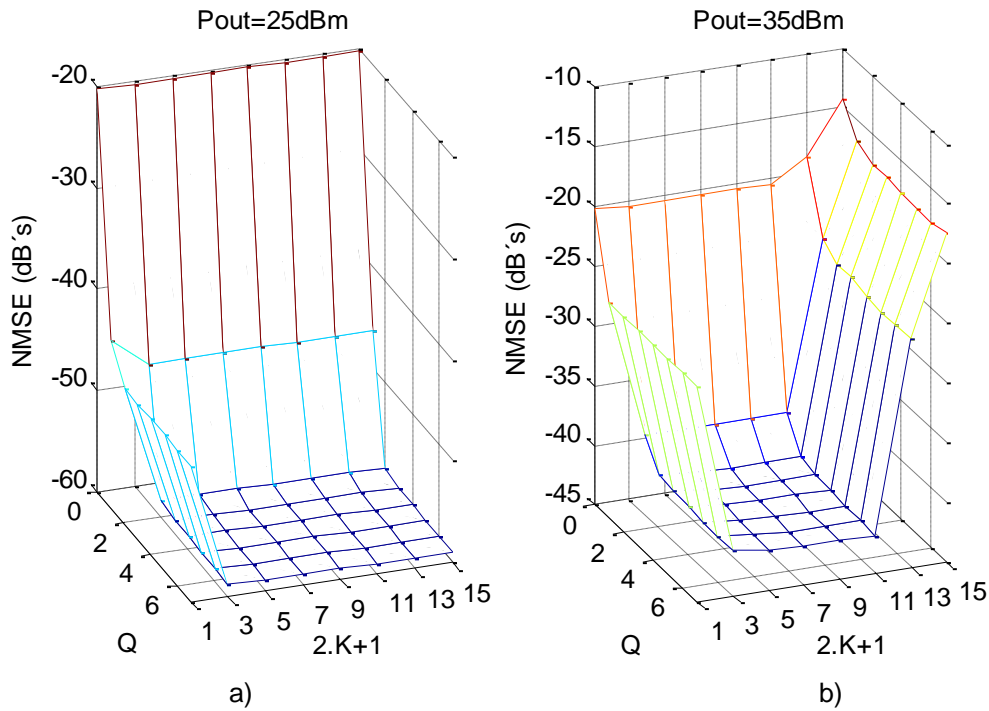


Fig. 34 - Resultados do NMSE dos modelos do PA obtidos para um sinal com duas portadora e com 6000 amostras, variando a memória Q e a ordem máxima do polinómio $2K+1$ para: (a) $P_{out}=25\text{dBm}$; (b) $P_{out}=35\text{dBm}$.

Os gráficos referentes às situações em que a potência média de saída é máxima (Fig. 33.b) e Fig. 34.b)) mostram a existência de uma zona em que o NMSE é aproximadamente constante e mínimo. Sendo assim, um polinómio que proporcione bons resultados, que seja aplicável para sinais com potência médias de saída elevadas e com poucos termos deverá corresponder, nessa zona, à posição com menor memória e menor ordem (ou seja, com aproximadamente $Q=2$ e $2*K+1=5$).

5.3.2 Modelo Polinomial com memória do PD digital do PA Doherty

Seguindo o procedimento apresentado na subsecção 5.3 para obtenção do modelo polinomial com memória do PD digital do PA Doherty, foram efectuadas algumas simulações com o objectivo de determinar quais os seus parâmetros ideais (máxima ordem e memória).

Nas simulações efectuadas procedeu-se à variação dos seguintes parâmetros:

- A ordem máxima do polinómio com memória do PD digital ($2*K+1$);
- A memória do polinómio com memória do PD digital (Q);
- O número de portadoras do sinal de entrada;
- A potência média do sinal de saída.

Os resultados das simulações, em termos das melhorias dos valores de ACPR obtidos com a utilização de um PD, são apresentados na Tabela 2 do anexo 8.4, os mesmos resultados são também ilustrados na Fig. 35 e na Fig. 36 sob a forma de gráficos, de maneira a serem mais facilmente interpretados.

A Fig. 37, a Fig. 38 e a Fig. 39 mostram alguns gráficos da densidade espectral de potência do sinal de entrada e saída do PA obtidos com e sem PD.

Na tabela do anexo 8.4, são apresentados os valores de ACPR obtidos nas simulações variando o número de portadoras e a potência média do sinal de saída do PA. Para o sistema constituído pelo PD e PA, o ACPR é apresentado variando também a ordem máxima e a memória do polinómio do PD.

A justificação do número de amostras utilizadas nos sinais de entrada para as simulações efectuadas com uma e duas portadoras (8000 e 6000 amostras respectivamente), deve-se ao facto de não se ter verificado diferenças significativas nos resultados obtidos aumentando o número de amostras do sinal de entrada acima dos valores utilizados.

A Fig. 35 e a Fig. 36, mostram graficamente os resultados apresentados na tabela do anexo 8.4 referente a um sinal de entrada com uma e duas portadoras. Analisando os gráficos destas figuras, verifica-se a existência de uma região de máximo em que o ACPR é mínimo. Nestas condições, um polinómio que proporcione bons resultados e com poucos termos deverá corresponder, nessa zona, à posição com menor memória e menor ordem. Observando os gráficos verifica-se que esta situação sucede, aproximadamente, para os casos em que $Q=2$ (memória) e $2*K+I=5$ (máxima ordem do polinómio).

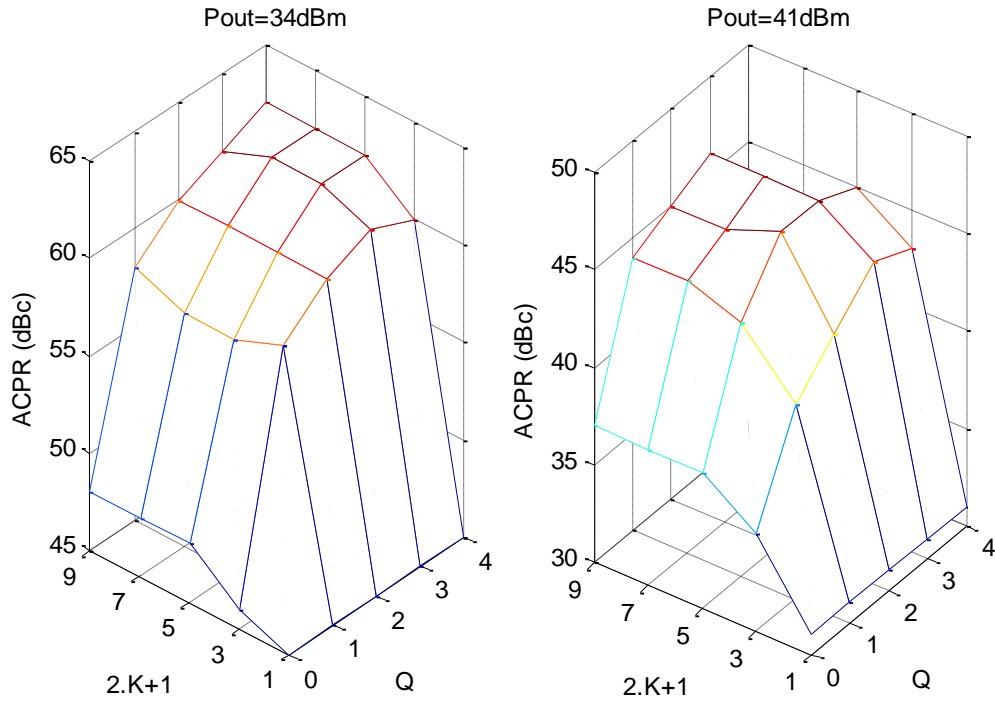


Fig. 35 - ACPR obtido para um sinal com uma portadora e com 8000 amostras à saída do PA utilizando um PD, variando a sua ordem máxima $2K+1$ e a sua memória Q para os casos em que: (a) $P_{out}=34\text{dBm}$; (b) $P_{out}=41\text{dBm}$.

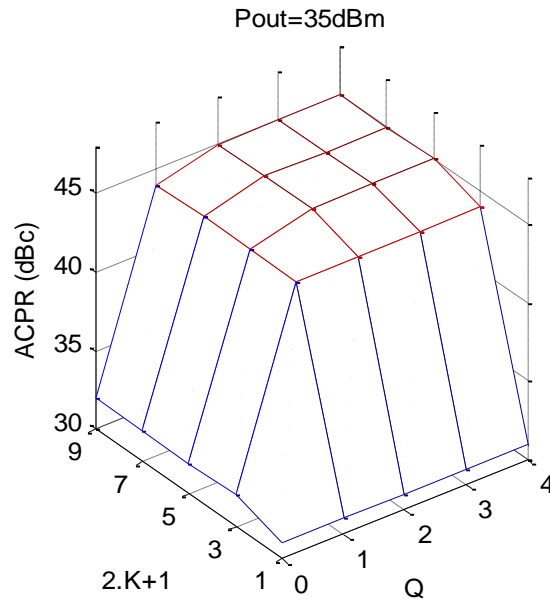


Fig. 36 - ACPR obtido para um sinal com duas portadoras e com 6000 amostras à saída do PA utilizando um PD, variando a sua ordem máxima $2K+1$ e a sua memória Q para o caso em que $P_{out}=35\text{dBm}$.

Na Fig. 37, Fig. 38 e Fig. 39 são apresentados os gráficos da densidade espectral de potência do sinal de entrada e saída do PA com e sem PD, com uma e duas portadoras. Os gráficos de

densidade espectral de potência do sinal à saída do PA com PD correspondem ao caso em que este tem memória $Q=2$ e ordem máxima do polinômio $2*K+I=5$.

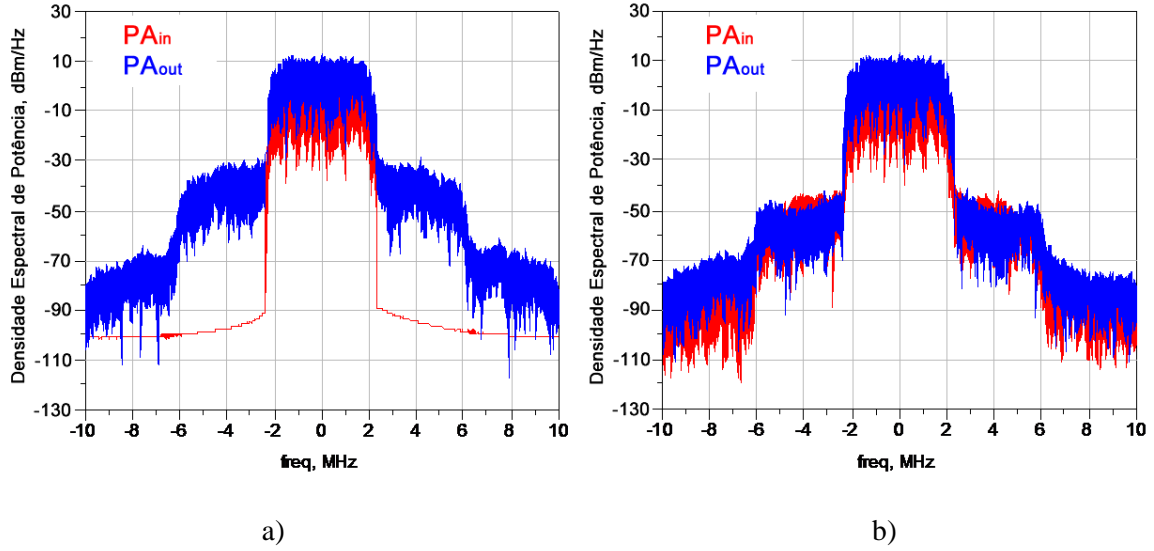


Fig. 37 - Densidade espectral de potência do sinal de entrada, a vermelho e de saída, a azul do PA para um sinal à saída com uma portadora e com $P_{out}=34\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.

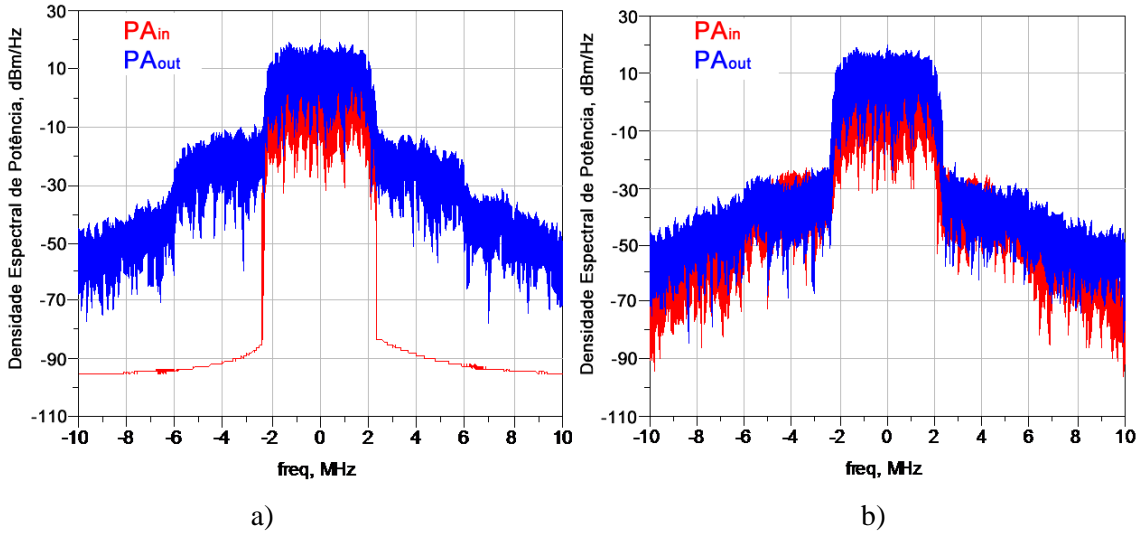


Fig. 38 - Densidade espectral de potência do sinal de entrada, a vermelho e de saída, a azul do PA para um sinal à saída com uma portadora e com $P_{out}=41\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.

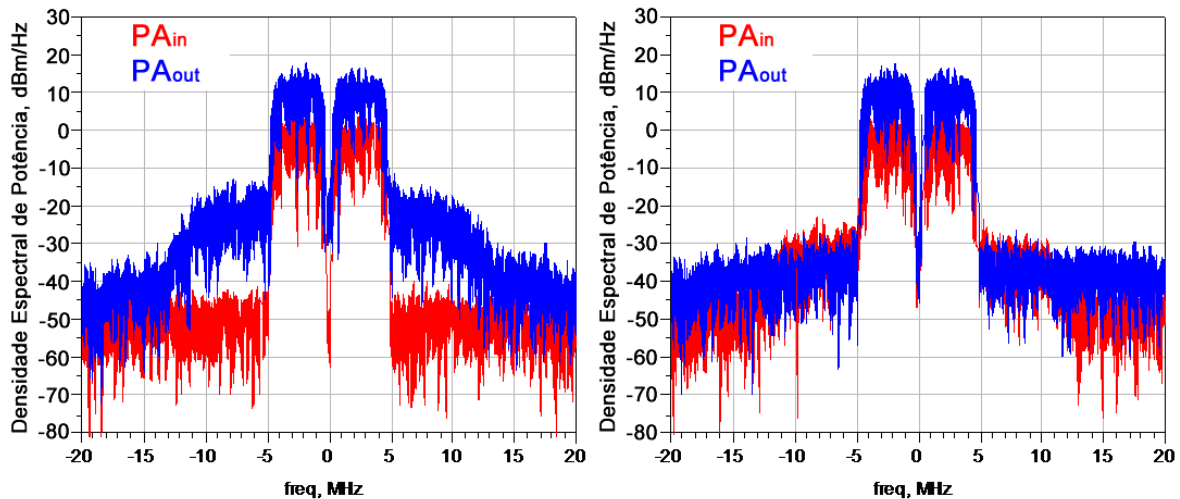


Fig. 39 - Densidade espectral de potência do sinal de entrada, a vermelho e de saída, a azul do PA para um sinal à saída com duas portadoras e com $P_{out}=35\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.

Observando os gráficos da Fig. 37 à Fig. 39, é possível verificar as melhorias de linearidade em termos de ACPR que um PD digital proporciona. É também possível observar, Fig. 37 e Fig. 38, que usando um PD digital é possível manter aproximadamente potência média do sinal de saída do PA respeitando a norma WCDMA, não diminuindo assim o PAE.

Resumindo, nos resultados apresentados nesta secção é possível verificar que para sinais de entrada com uma portadora, foi possível, para a potência média do sinal de saída de 34 dBm, obter uma melhoria máxima no ACPR de 17dB usando um PD digital (com memória igual a 3 e máxima ordem igual a 5). Para a potência média máxima do sinal de saída (41 dBm), foi possível obter uma melhoria máxima no ACPR de 15dB usando um PD digital (com memória igual a 2 e máxima ordem igual a 5). No caso em que o sinal de entrada é constituído por duas portadoras foi possível obter uma melhoria máxima no ACPR de 14dB usando um PD digital (com memória igual a 2 e máxima ordem igual a 5).

Recordando a Fig. 16.a) e a Fig. 22, verifica-se que as potências médias máximas do sinal de saída para as quais se realizaram as simulações (41dBm para o caso de uma portadora e 35dBm para o caso de duas portadoras) estão próximas das potências que se assumiram como correspondendo ao ponto Doherty. Atendendo ao facto que os sinais usados nas simulações tinham PAPR de 4dB e 8dB para o caso de uma e de duas portadoras respectivamente, consideram-se os resultados obtidos satisfatórios, uma vez que contribuem para a melhoria da linearidade do PA Doherty, sendo possível o seu uso em sistemas de comunicações seguindo as especificações da norma WCDMA atendendo às potências médias máximas utilizadas.

Capítulo VI

Implementação e resultados do uso de um PD digital num PA Doherty real

6.1 Introdução

Após a realização das simulações, passou-se à implementação de um PD digital num PA Doherty real (Fig. 13). Desta forma, pode-se confirmar na prática, o efeito que o uso de um PD causa na redução de distorção num PA real.

6.2 Método de medição e resultados

Devido à gama de potências do sinal de saída que se pretende no PA Doherty, foi necessário utilizar um segundo PA (um *driver*, Fig. 40). Este *driver* é colocado à entrada do PA Doherty, Fig. 41, por forma a fornecer a potência de entrada pretendida ao PA Doherty.

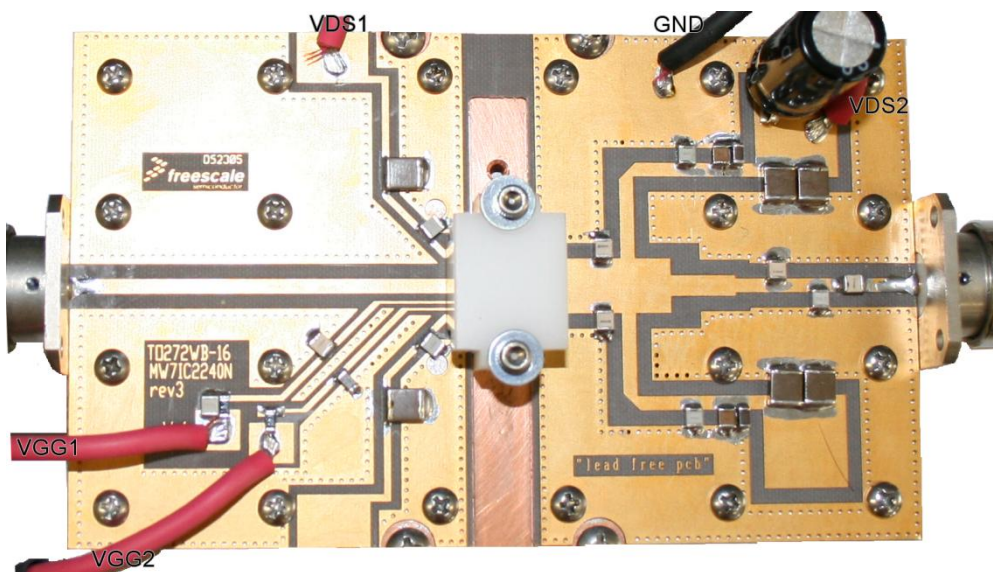


Fig. 40 - Fotografia tirada ao *driver* (disponibilizado pela Freescale).

A Fig. 41 mostra um diagrama de blocos, onde são identificados os componentes e a forma como estes se encontram ligados. Ambos os PA têm uma tensão de alimentação V_{DS} de 28V e uma tensão V_{GG} de 10V (V_{GG} corresponde à tensão fornecida aos circuitos a partir da qual é gerada, internamente, a tensão V_{GS}).

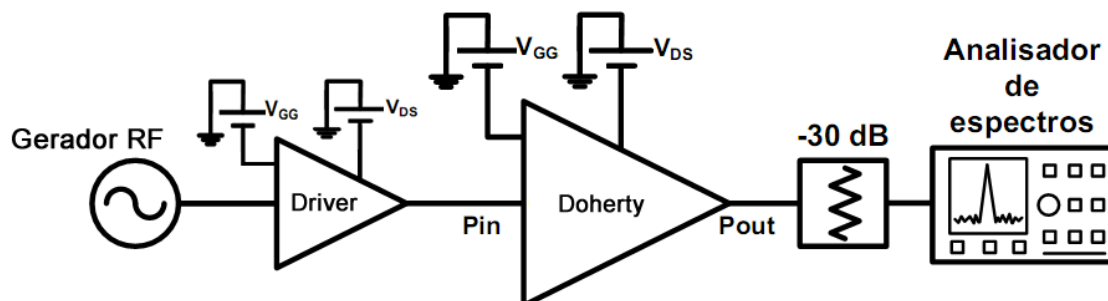


Fig. 41 - Diagrama de blocos dos elementos utilizados nas medidas efectuadas.

Na figura anterior é possível verificar a existência de um gerador de sinais RF (VSG, Vector Signal Generator), dois PA (um *driver* e um Doherty), um atenuador de 30 dB (na prática são usados 3 com 10dB de atenuação cada) e um analisador de espectros (na prática foi usado um VSA, Vector Signal Analyzer).

A entrada do *driver* encontra-se ligada ao gerador de sinais e a sua saída ao PA Doherty, permitindo uma potência disponível de 30dBm à entrada do PA Doherty.

Na saída do PA Doherty, encontra-se um atenuador de 30dB que aguenta uma potência máxima de 50dBm. Este é utilizado para proteger o VSA.

Por forma a proteger os componentes da placa do PA Doherty, devido à potência dissipada sob a forma de calor, foi construído um dissipador, Fig. 42.

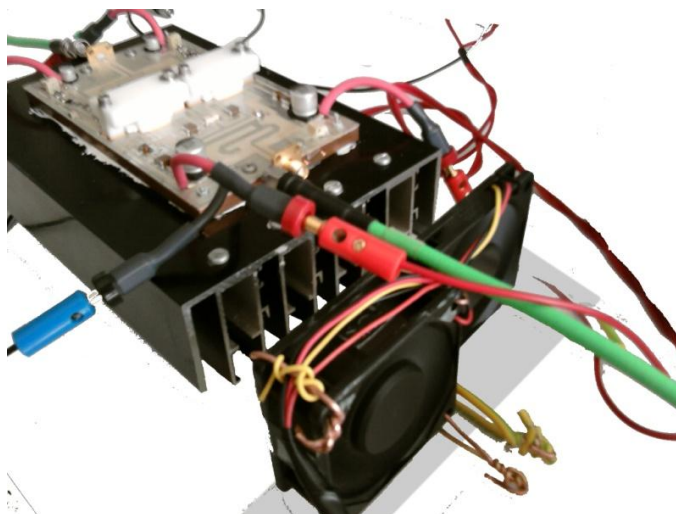


Fig. 42 - PA Doherty com sistema de arrefecimento.

A implementação do PD é feita carregando um sinal conhecido no VSG e recolhendo o sinal à saída do atenuador usando o VSA. Com base nestes sinais é calculado o sinal pré-distorcido, sendo este carregando para o VSG e recolhendo o sinal à saída do atenuador usando novamente o VSA, correspondendo este ao sinal à saída do PA usando um PD.

O procedimento de implementação do PD encontra-se descrito no diagrama da Fig. 47.

Na Fig. 43, é mostrada a implementação experimental do diagrama de blocos ilustrado na Fig. 41.

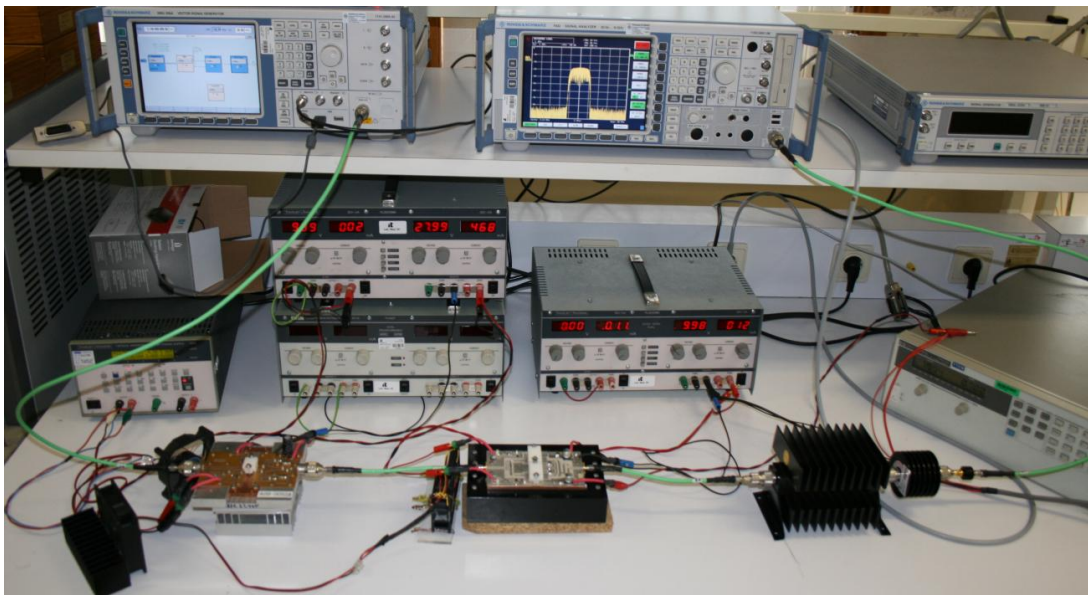


Fig. 43 - Fotografia dos componentes e das suas interligações.

Em primeiro lugar, procedeu-se à determinação do ganho e do ACPR do conjunto constituído pelo PA driver, pelos cabos e pelos atenuadores, Fig. 44. É visível que o ganho varia cerca de 0,1dB em torno de -1,6dB, pelo que se pode considerar aproximadamente constante e igual a -1,6dB. Na mesma figura também se verifica que o ACPR em módulo, é sempre superior a 50dBc excepto quando P_{in} se aproxima de 0dBm, indicando que o PA *driver* entra numa região de compressão de ganho. Esta afirmação é também suportada pela diminuição de ganho verificada na curva a vermelho à medida que P_{in} aumenta.

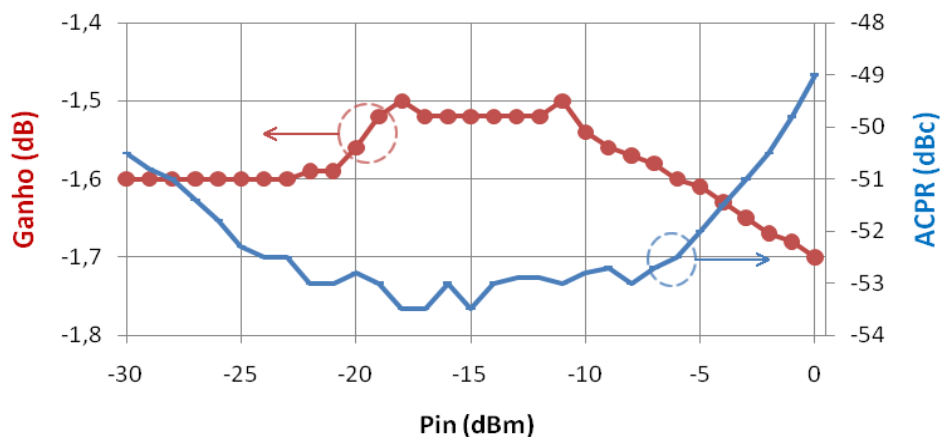


Fig. 44 - Ganho e ACPR introduzido pelo conjunto PA driver, cabos e atenuadores, com sinal de entrada WCDMA.

Para caracterizar o PA Doherty com um sinal WCDMA à entrada, procedeu-se à determinação da eficiência, do ganho e da potência de saída, Fig. 45 e Fig. 46.

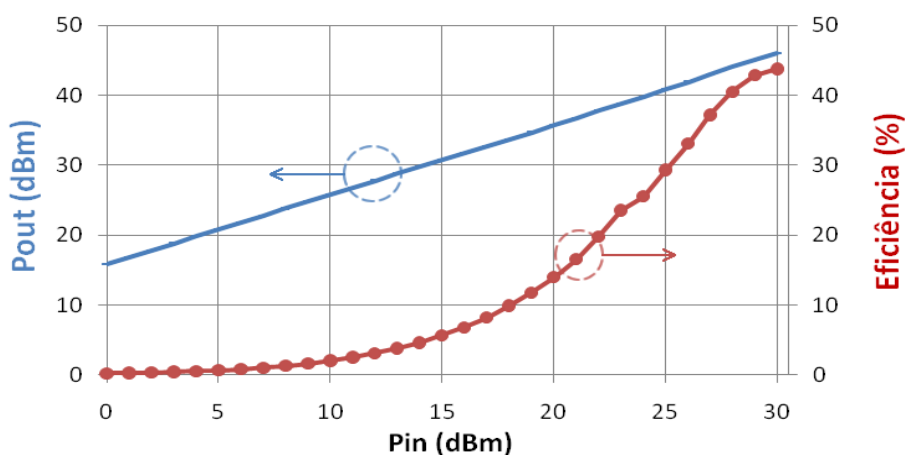


Fig. 45 – Potência do sinal à saída e eficiência do PA Doherty, com sinal de entrada WCDMA.

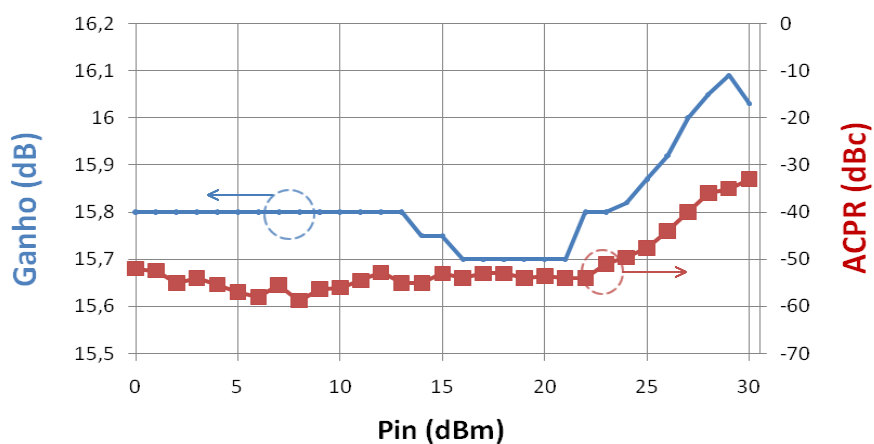


Fig. 46 – Ganho e ACPR do PA Doherty, com sinal de entrada WCDMA.

Os gráficos da Fig. 45 e da Fig. 46 foram calculados com base nas medições efectuadas ao PA Doherty de acordo com o diagrama de blocos da Fig. 41. É importante de realçar o facto de que no início da realização das medições presentes neste capítulo, um MOSFET LDMOS do PA Doherty ficou danificado, o que implicou a sua substituição e alteração da sua tensão de V_{GS} . Este facto é responsável por algumas diferenças nas características (curvas de ganho e eficiência, apesar de sinais de entrada diferentes) entre os gráficos referentes a medições do PA Doherty apresentados neste capítulo e no capítulo 3.

Apesar das diferenças com os gráficos do capítulo 3, é possível verificar as características de um PA Doherty na curva característica da eficiência (ponto "Doherty" para aproximadamente P_{in} igual a 24dBm) e na curva de ganho (compressão de ganho sucedido por uma expansão de ganho, devido à entrada em funcionamento do amplificador auxiliar).

Após esta caracterização do PA Doherty e do conjunto constituído pelo PA *driver* e pelos atenuadores, passar-se-á ao processo de realização de pré-distorção.

O processo de realização de pré-distorção está apresentado de uma maneira geral no diagrama da Fig. 47 e será realizado ao conjunto constituído pelo PA *driver*, pelo PA Doherty e pelos atenuadores. No entanto, como o conjunto constituído pelo PA *driver* e pelos atenuadores tem um ganho aproximadamente constante e um ACPR sempre elevado (em módulo), poder-se-á dizer que este será um processo de realização de pré-distorção ao PA Doherty.

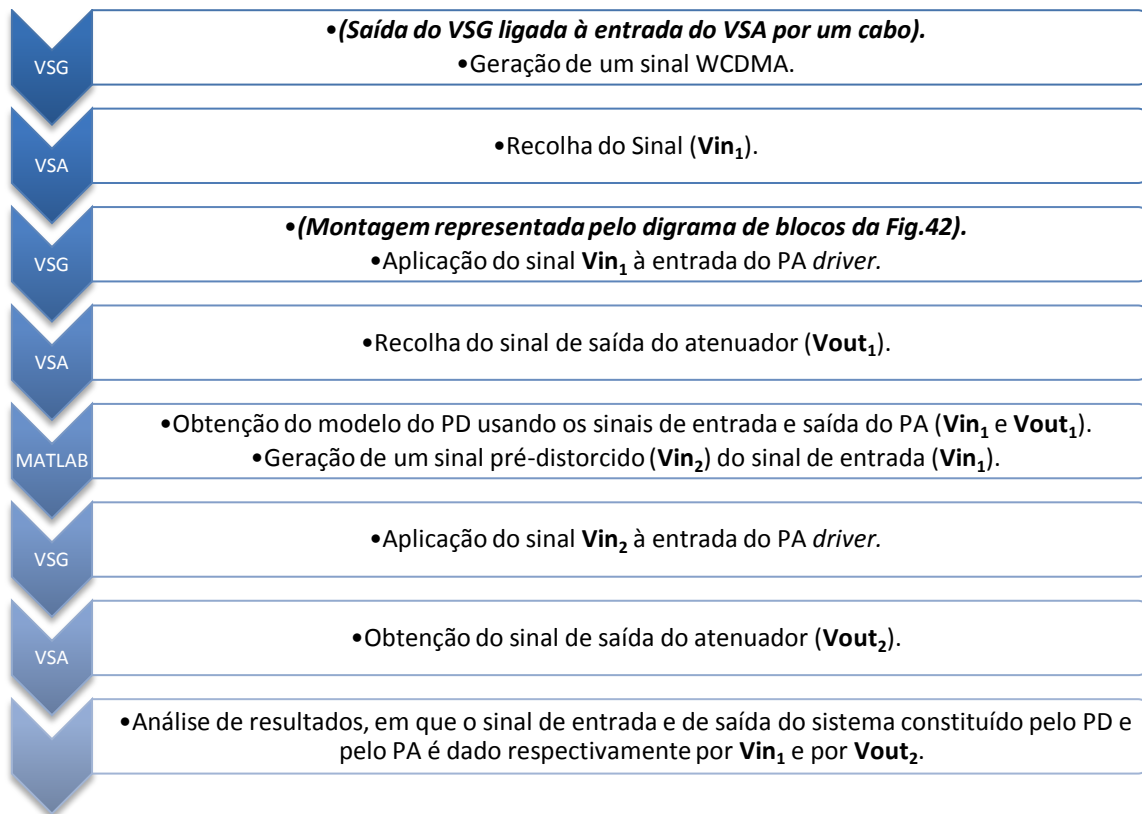


Fig. 47 - Diagrama do processo da implementação de pré-distorção digital num PA Doherty real.

Seguindo este procedimento para obtenção do modelo polinomial com memória do PD digital do PA Doherty, foram efectuadas algumas medições com o objectivo de determinar quais os seus parâmetros ideais (máxima ordem e memória).

Nas medições efectuadas procedeu-se à variação dos seguintes parâmetros:

- A ordem máxima do polinómio com memória do PD digital ($2*K+1$);
- A memória do polinómio com memória do PD digital (Q);
- O número de portadoras do sinal de entrada.

Os resultados das medições, em termos das melhorias dos valores de ACPR obtidos com a utilização de um PD, são apresentados na Tabela 3 do anexo 8.4. Os valores de ACPR obtidos nas medições são apresentados variando o número de portadoras do sinal de saída, a ordem máxima do polinómio e a memória do PD. Os mesmos resultados são também ilustrados na Fig. 48 sob a forma de gráficos, de maneira a serem mais facilmente interpretados.

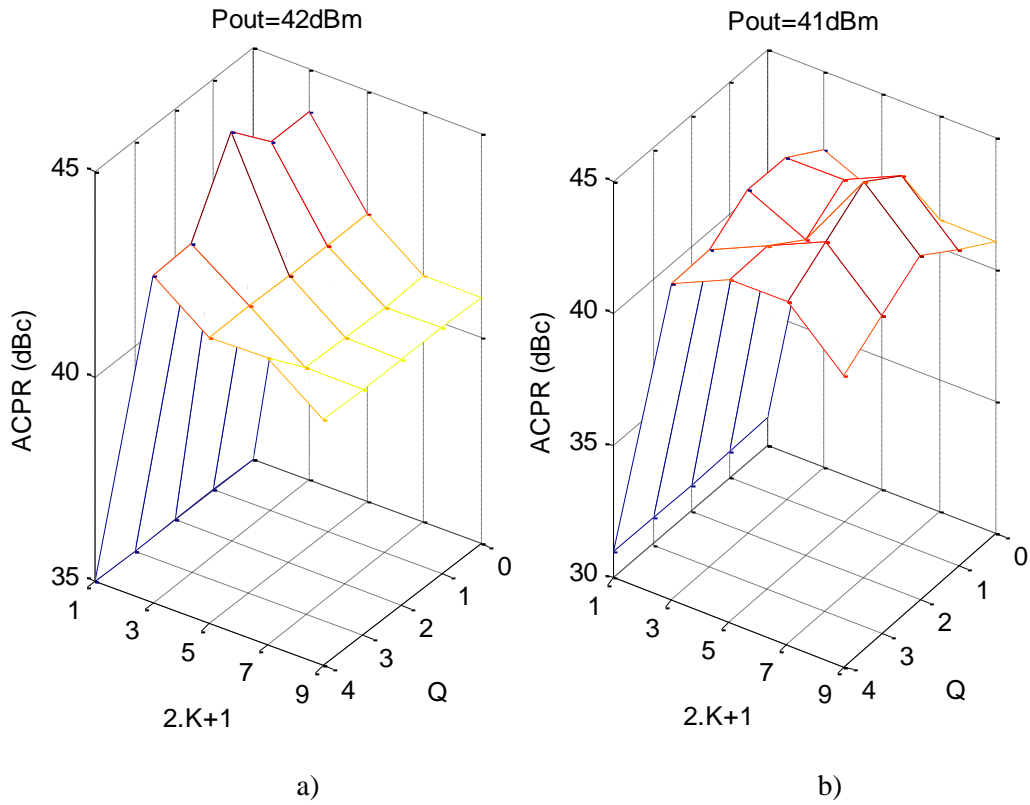


Fig. 48 - ACPR obtido utilizando um PD, variando a sua ordem máxima $2K+1$ e a sua memória Q para (a) um sinal com uma portadora, com 20000 amostras à saída do PA, com $P_{out}=42\text{dBm}$; (b) um sinal com duas portadoras, com 20000 amostras à saída do PA, com $P_{out}=41\text{dBm}$.

Analisando os gráficos da Fig. 48, verifica-se uma diferença de 1dB entre as potências de saída. Esta diferença de 1dB, deve-se ao facto de no caso de um sinal com duas portadoras com uma potência de saída de 42dBm não se atingir um ACPR mínimo de 45dBc. Verifica-se também nestes gráficos a existência de máximos. Nestas condições, um polinómio que proporcione bons resultados e com poucos termos deverá corresponder à posição com menor memória e menor ordem. Observando os gráficos verifica-se que esta situação sucede, aproximadamente, para os casos em que este tem memória $Q=2$ e ordem máxima do polinómio $2K+1=3$ (sinal com uma portadora, Fig. 49) e memória $Q=2$ e ordem máxima do polinómio $2K+1=7$ (sinal com duas portadoras, Fig. 50). Porém, é visível que no caso de um sinal com uma portadora, os resultados obtidos com o uso de um PD com ou sem memória são muito próximos. Sendo assim, numa realização prática, tomar-se-ia o caso de um PD sem memória. Porém, aqui optou-se por mostrar a situação em que se obtém melhores resultados, apesar da proximidade dos resultados, Fig. 49.

Na Fig. 49 e Fig. 50 são apresentados os gráficos da densidade espectral de potência do sinal de entrada e saída do PA com e sem PD, para um sinal de entrada com uma e duas portadoras. Os

gráficos de densidade espectral de potência do sinal à saída do PA com PD correspondem aos casos apresentados no parágrafo anterior.

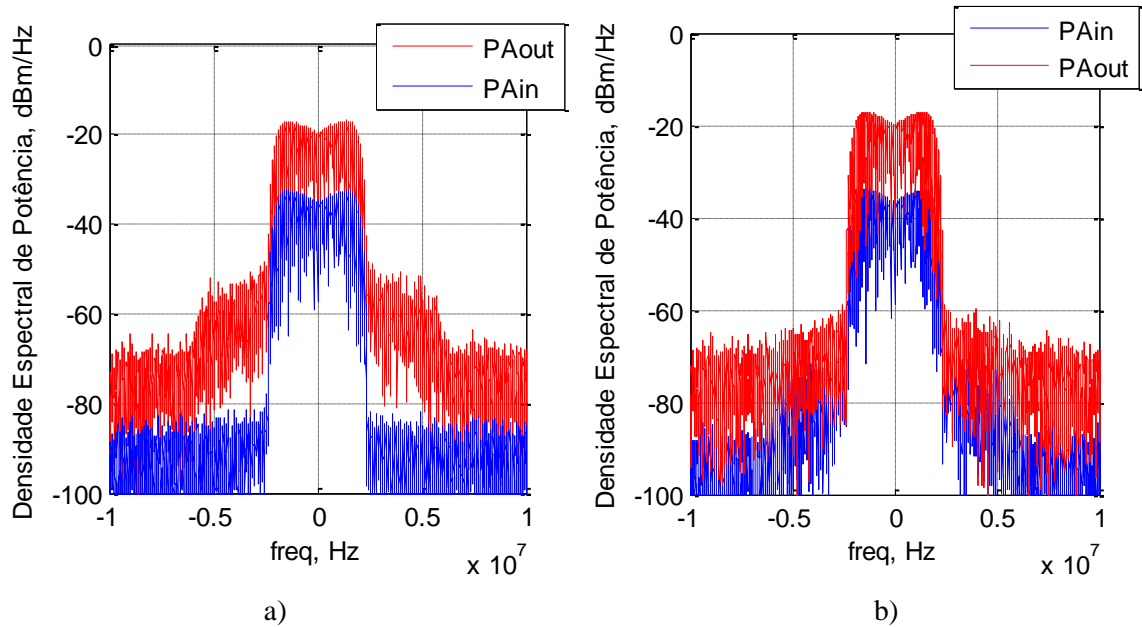


Fig. 49 - Densidade espectral de potência à entrada e à saída do PA, para um sinal com uma portadora e com $P_{out}=42\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.

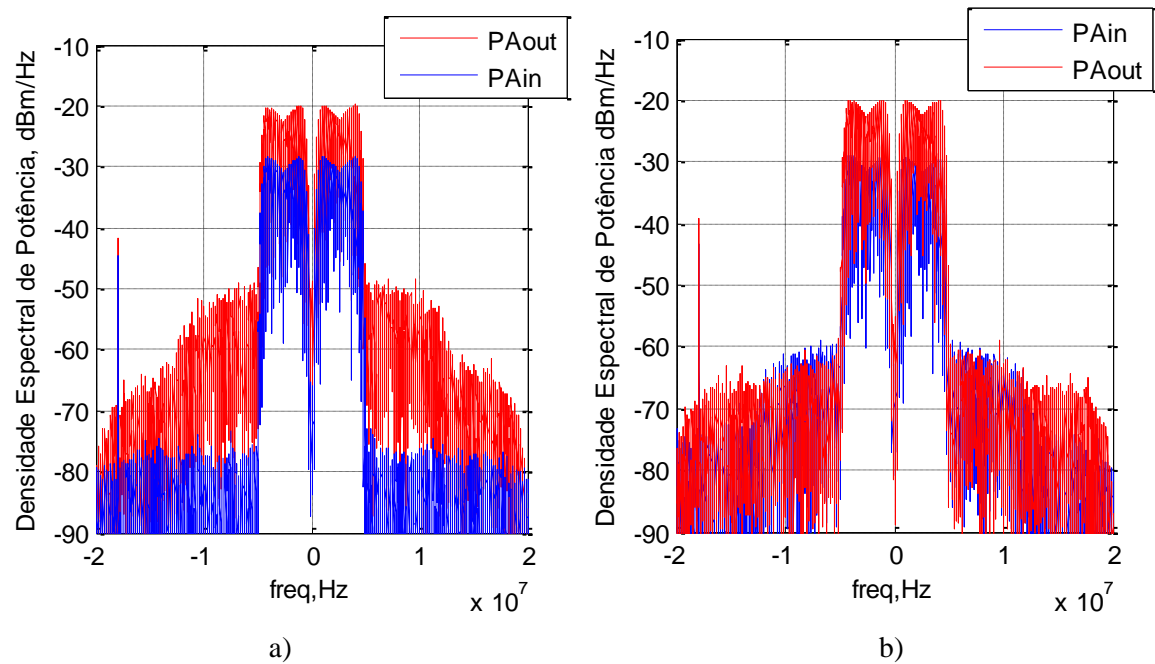


Fig. 50 - Densidade espectral de potência à entrada e à saída do PA, para um sinal com duas portadoras e com $P_{out}=41\text{dBm}$: (a) sem PD; (b) com PD.

6.3 Discussão de resultados

Observando os gráficos da Fig. 49 e Fig. 50, é possível verificar as melhorias de linearidade em termos de ACPR que um PD digital proporciona. Verificou-se também durante as medições, que a eficiência média (calculada com base na tensão e corrente média fornecida ao PA Doherty e na sua potência média de saída) diminui ligeiramente com o uso de um PD (cerca de 1%), verificando-se assim que o uso deste PD não afecta significativamente a eficiência média do PA. Esta ligeira diminuição da eficiência média do PA com o uso de um PD, deve-se a uma ligeira diminuição da potência média de saída. Este é um resultado que já se esperava e é devido ao efeito da curva característica da pré-distorção no sinal de entrada original do PA.

Nos resultados apresentados nesta secção é possível verificar que para sinais de entrada com uma portadora, foi possível obter uma melhoria máxima no ACPR de 9dB usando um PD digital (com memória igual a 2 e máxima ordem igual a 3). No caso em que o sinal de entrada é constituído por duas portadoras, foi possível obter uma melhoria máxima no ACPR de 13dB usando um PD digital (com memória igual a 2 e máxima ordem igual a 7). Foram obtidos melhores resultados com o uso de um sinal de entrada com duas portadoras porque, neste caso, o PA exhibe maiores efeitos de memória, resultante da maior largura de banda do sinal com duas portadoras, sendo estes atenuados pelo uso de um PD com memória.

Resumindo, consideram-se estes resultados satisfatórios, pois foi verificado que o uso de um PD contribui para a melhoria da linearidade sem prejudicar significativamente a eficiência do PA Doherty. Pode-se assim dizer que em sistemas de comunicações seguindo as especificações da norma WCDMA, com o uso de um PD, é possível aumentar a potência média de saída do PA Doherty, aumentando assim a eficiência global do sistema e mantendo a linearidade especificada (considerando que o PD não tem impacto na eficiência global do sistema).

Capítulo VII

Conclusão e trabalho futuro

7.1 Conclusão

Neste trabalho foi estudada a arquitectura de PA Doherty, dando particular atenção ao estudo da distorção não-linear. Foram verificadas as diferenças entre um PA Doherty ideal e uma implementação real deste PA, nomeadamente ao nível da eficiência e da linearidade.

Foi também desenvolvido um PD digital baseado no modelo polinomial com memória por forma a oferecer maior linearidade a uma implementação do PA Doherty. Os resultados obtidos, aplicando o PD digital desenvolvido ao PA Doherty em ambiente de simulação, consideram-se satisfatórios, uma vez que foi possível obter uma melhoria no ACPR no sinal à saída do PA num máximo de 17dB. Após a aplicação, em ambiente de simulação, do PD digital a um esquema construído do PA Doherty, foi aplicado ao PA Doherty real. Os resultados estão de acordo com os simulados, isto é, verificou-se que com o uso do PD se consegue um aumento da linearidade. Na implementação prática, foi possível obter uma melhoria no ACPR no sinal à saída do PA num máximo de 13dB.

Analisando os resultados simulados e medidos, é possível verificar (por exemplo, ver Fig. 16 e Fig. 17) que o modelo do PA Doherty construído no ADS não é uma representação fiel do PA Doherty real usado. No entanto, é uma representação aproximada que permitiu o estudo da distorção não-linear nesta arquitectura de PAs e a implementação em ambiente de simulação de um PD digital.

Com a realização do trabalho foi-me permitido aprofundar os meus conhecimentos na área de electrónica de rádio-frequência. Tive a possibilidade de interagir com novos equipamento de medição em ambiente de laboratório e de trabalhar com um simulador que nunca antes utilizara, o ADS da Agilent, sendo claramente uma mais-valia na minha formação académica.

Em suma, o aprofundamento dos conhecimentos na área da electrónica de rádio-frequência, a familiarização com o simulador, o estudo do processo de pré-distorção digital e a orientação obtida ao longo do trabalho foram etapas fundamentais no sentido de se obterem os resultados apresentados.

7.2 Trabalho futuro

As variações das características de um PA devido ao envelhecimento de componentes e a mudança de temperatura, entre outras causas, podem degradar significativamente o desempenho do sistema constituído pelo PD e pelo PA. Nestas situações, o uso de um PD digital adaptativo poderá ser a melhor solução. Por estes motivos, na sucessão deste trabalho seria importante o estudo e implementação de um PD digital adaptativo.

A implementação de um algoritmo de pré-distorção digital adaptativo usando uma FPGA (realizando o processo de pré-distorção) e um DSP (realizando o processo de adaptação), ou em alternativa usando apenas uma FPGA (aproveitando a capacidade de processamento em paralelo), em que todo o processo de pré-distorção fosse realizado em tempo real seria também um importante passo na área de pré-distorção digital orientada para o mercado. No entanto, este seria um trabalho posterior ao primeiro aqui indicado.

Referências

- [1] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2006.
- [2] Peter B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, 2000.
- [3] F. H. Raab, *et al.*, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 814-826, 2002.
- [4] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 1997.
- [5] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, 2002.
- [6] J. C. P. a. N. B. d. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, 2003.
- [7] L. B. Rowan Gilmore, *Practical RF circuit design for modern wireless systems Volume II*, 2003.
- [8] P. A. F. H. Raab, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, N. O. Sokal, "RF and microwave power amplifier and transmitter technologies-part1," 2003.
- [9] "Agilent Highly Accurate Amplifier ACLR and ACPR Testing with the Agilent N5182A MXG Vector Signal Generator," in *Application Note Agilent*, Agilent Technologies, 2006.
- [10] "Agilent Designing and Testing 3GPP W-CDMA Base Transceiver Stations (Including Femtocells)," in *Application Note Agilent 1355*, Agilent Technologies, 2010.
- [11] A. G. a. N. O. Sokal, *Switchmode RF Power Amplifier*, 2007.
- [12] S. D. Kee, *et al.*, "The class-E/F family of ZVS switching amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1677-1690, 2003.
- [13] J. Vuolevi, *et al.*, "Memory effects compensation in RF power amplifiers by using envelope injection technique," in *Radio and Wireless Conference, 2001. RAWCON 2001. IEEE*, 2001, pp. 257-260.
- [14] J. V. a. T. Rahkonen, *Distortion in RF Power Amplifiers*, 2003.
- [15] L. Taijun, *et al.*, "Identification and pre-compensation of the electrical memory effects in wireless transceivers," in *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, 2006, pp. 535-538.
- [16] "William H. Doherty, Recipient, Morris Liebmann Memorial Prize, 1937," *Proceedings of the IRE*, vol. 25, pp. 922-922, 1937.
- [17] T. Yamamoto, *et al.*, "50% Drain Efficiency Doherty Amplifier with Optimized Power Range for W-CDMA Signal," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, pp. 1263-1266.
- [18] J. R. Gajadharsing, *et al.*, "Analysis and design of a 200 W LDMOS based Doherty amplifier for 3 G base stations," in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, pp. 529-532 Vol.2.
- [19] J. Y. Youngoo Yang, Young Yun Woo and Bumman Kim, "Optimum Design for Linearity and Efficiency of a Microwave Doherty Amplifier Using a New Load Matching Technique," *Microwave Journal*, 2003.
- [20] http://cache.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF7S21080H.pdf?pspl=1.
- [21] G. Ma, *et al.*, "High frequency power LDMOS technologies for base station applications status, potential, and benchmarking," in *Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International*, 2005, pp. 361-364.
- [22] C. Fager, *et al.*, "Prediction of IMD in LDMOS transistor amplifiers using a new large-signal model," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 2834-2842, 2002.
- [23] L. Yong-Sub, *et al.*, "Linearity-optimized power tracking GaN HEMT Doherty amplifier using derivative superposition technique for repeater systems," in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, pp. 427-430.
- [24] D. R. Webster and D. G. Haigh, "Low-distortion MMIC power amplifier using a new form of derivative superposition," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 328-332, 2001.
- [25] W. W. J.S. Kenney, L. Ding, R. Raich, H. Ku, and G.T. Zhou, "The impact of memory effects on predistortion linearization of RF power amplifiers," *ISMOT 2001, Montreal, Canada*, June 2001.

- [26] E. G. Lima, *et al.*, "Base-band derived volterra series for power amplifier modeling," in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009, pp. 1361-1364.
- [27] D. Lei, *et al.*, "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 159-165, 2004.
- [28] W. C. S. Todd K.Moon, *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing*: Marsha Horton, 2000.
- [29] C. Sungho, *et al.*, "A Direct Learning Structure for Adaptive Polynomial-Based Predistortion for Power Amplifier Linearization," in *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th*, 2007, pp. 1791-1795.
- [30] E. Changsoo and E. J. Powers, "A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 223-227, 1997.
- [31] Lei Ding, *et al.*, "A memory polynomial predistorter implemented using TMS320C67xx," in *Proceedings of Texas Instruments Developer Conference*, USA, 2004.
- [32] H. Paaso and A. Mammela, "Comparison of direct learning and indirect learning predistortion architectures," in *Wireless Communication Systems. 2008. ISWCS '08. IEEE International Symposium on*, 2008, pp. 309-313.
- [33] M. S. Muha, *et al.*, "Validation of power amplifier nonlinear block models," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, pp. 759-762 vol.2.
- [34] J. F. d. R. Pereira, "Propagação de Ondas Electromagnéticas," Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, 2007.

Anexos

8.1 Cálculos referentes ao Capítulo 3 secção 3.2.1

A impedância de carga vista pelo amplificador AI pode ser calculada usando a expressão (8.1) referente a uma linha de transmissão [34]:

$$Z_L = \frac{V(l)}{I(l)} = Z_0 \frac{V_1 e^{-\gamma l} + V_2 e^{\gamma l}}{V_1 e^{-\gamma l} - V_2 e^{\gamma l}} \quad (8.1)$$

em que l é o comprimento da linha, Z_0 é a impedância característica da linha, γ é a constante de propagação e as ondas de tensão incidente e reflectida são dadas pelas expressões $V_1 e^{-\gamma x} = V^+(x)$ e $V_2 e^{\gamma x} = V^-(x)$, onde V_1 e V_2 representam as amplitudes das ondas de tensão.

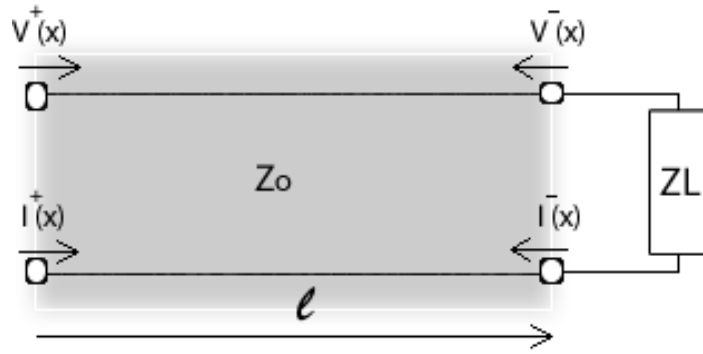


Fig. 51 - Linha de transmissão terminada com uma carga Z_L , baseado em [34].

Sendo assim, pode-se passar agora ao cálculo da impedância de carga vista pelo amplificador AI (Z_C):

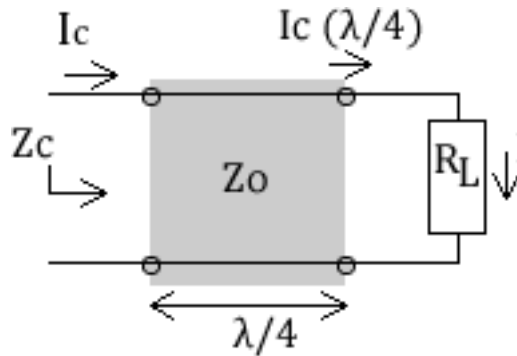


Fig. 52 - Impedância vista imediatamente à saída do amplificador principal, Z_C , estando o amplificador auxiliar inactivo.

$$\frac{V(\lambda/4)}{I(\lambda/4)} = R_L \Leftrightarrow Z_0 \frac{V_1 e^{-j\beta x} + V_2 e^{j\beta x}}{V_1 e^{-j\beta x} - V_2 e^{j\beta x}} = \frac{Z_0}{2} \Leftrightarrow V_1 = 3V_2 \quad (8.2)$$

$$Z_c = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{3V_2 e^{-j\beta 0} + V_2 e^{-j\beta 0}}{3V_2 e^{-j\beta 0} - V_2 e^{-j\beta 0}} = 2Z_0 \quad (8.3)$$

8.2 Cálculos referentes ao Capítulo 3 secção 3.2.2

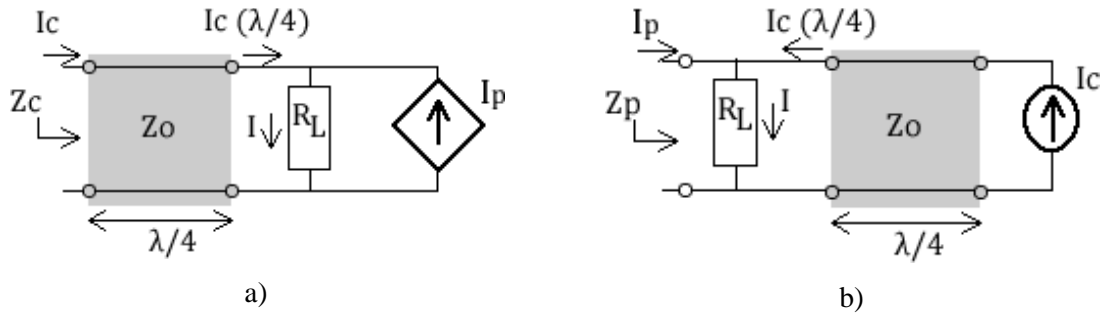


Fig. 53 – (a) Impedância vista imediatamente à saída do amplificador principal, Z_c ; (b) Impedância vista imediatamente à saída do amplificador auxiliar, Z_p .

Cálculo da impedância vista à saída do amplificador principal Z_c :

$$\left\{ \begin{array}{l} I = I_c \left(\frac{\lambda}{4} \right) + \alpha \cdot I_c(0) \\ I_c \left(\frac{\lambda}{4} \right) = \frac{V_1}{Z_0} e^{-j\pi/2} - \frac{V_2}{Z_0} e^{j\pi/2} \\ I_c(0) = \frac{V_1}{Z_0} - \frac{V_2}{Z_0} \\ I = \frac{V(\lambda/4)}{Z_0/2} = \frac{V_1 e^{-j\pi/2} + V_2 e^{j\pi/2}}{Z_0/2} \end{array} \right. \Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{\alpha - e^{-j\pi/2}}{\alpha + 3e^{j\pi/2}} \quad (8.4)$$

$$Z_c = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \left(-\alpha e^{\frac{j\pi}{2}} + 2 \right) = Z_0 (2 - K) \quad , K = \alpha e^{\frac{j\pi}{2}} \quad (8.5)$$

Cálculo da impedância vista à saída do amplificador auxiliar Z_p :

$$\left\{ \begin{array}{l} V\left(\frac{\lambda}{4}\right) = Z_p \cdot \alpha \cdot Ic(0) \\ V\left(\frac{\lambda}{4}\right) = V_1 \cdot e^{-j\pi/2} + V_2 \cdot e^{j\pi/2} \Rightarrow Z_p = Z_0 \cdot \frac{1}{K}, K = \alpha \cdot e^{j\pi/2} \\ Ic(0) = \frac{V_1}{Z_0} - \frac{V_2}{Z_0} \end{array} \right. \quad (8.6)$$

A linha de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda introduzida antes do amplificador A2 serve para compensar o atraso introduzido pela linha de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda introduzida depois do amplificador A1 obtendo-se:

$$\alpha = \frac{Ip \cdot e^{\frac{-j\pi}{2}}}{Ic} \Rightarrow K = \alpha \cdot e^{\frac{j\pi}{2}} = \frac{I_p}{I_c} = 2 - \frac{I_{max}}{gm \cdot Vi} \quad (8.7)$$

Sendo assim as impedâncias Z_c e Z_p são dadas por:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_c = Z_0 \cdot (2 - K) = \frac{V_{max} - V_k}{gm \cdot Vi} \\ Z_p = Z_0 \cdot \frac{1}{K} = \frac{V_{max} - V_k}{I_{max}} \cdot \frac{gm \cdot Vi}{2 \cdot gm \cdot Vi - I_{max}} \end{array} \right. \quad (8.8)$$

8.3 Cálculos referentes ao Capítulo 3 secções 3.3 e 3.4

A eficiência de um PA em classe B é dada por:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{max} = gm \cdot V_{i_{max}} \\ V_{dc} = \frac{V_{max} + V_k}{2} \\ I_{dc} = \frac{gm \cdot V_i}{\pi} \\ I_{out_{fund}} = \frac{gm \cdot V_i}{2} \\ R_L = \frac{V_{max} - V_k}{I_{max}} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_{dc_{ClasseB}} = V_{dc} \cdot I_{dc} \\ P_{out_{ClasseB}} = \frac{1}{2} \cdot R_L \cdot I_{out_{fund}}^2 \end{array} \right. \quad (8.9)$$

$$\eta = \frac{P_{out_{ClasseB}}}{P_{dc_{ClasseB}}} = \frac{\frac{V_{max} - V_k}{8 \cdot I_{max}} \cdot gm^2 \cdot V_i^2}{\frac{V_{max} + V_k}{2} \cdot \frac{gm \cdot V_i}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \cdot \frac{gm \cdot V_i}{I_{max}}$$

Num PA Doherty a impedância de carga vista pelo amplificador principal quando a potência do sinal de entrada é baixa (V_{in} é inferior a $V_{in_{max}}/2$), é dada pela expressão (8.3) que resulta numa eficiência obtida dada pela expressão (8.10).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \cdot \frac{2 \cdot gm \cdot V_i}{I_{max}} \quad (8.10)$$

Tendo as expressões das cargas vistas à saída de A1 e A2 (anexo 8.1 e 8.2), pode-se calcular a potência fornecida à carga por cada amplificador:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{out_c} = \frac{Z_c}{2} \cdot \left(\frac{gm \cdot V_i}{2} \right)^2 = \frac{V_{max} - V_k}{8} \cdot gm \cdot V_i \\ P_{out_p} = \frac{Z_p}{2} \cdot \left(\frac{gm \cdot V_i - I_{max}}{2} \right)^2 = \frac{V_{max} - V_k}{8} \cdot \left(\frac{2 \cdot gm^2 \cdot V_i^2}{I_{max}} - gm \cdot V_i \right) \end{array} \right. \quad (8.11)$$

$$P_{out_c} + P_{out_p} = \frac{V_{max} - V_k}{8} \cdot \frac{2 \cdot gm^2 \cdot V_i^2}{I_{max}}$$

Calculando agora a potência fornecida pela fonte de alimentação a cada amplificador obtêm-se:

$$\begin{cases} Pdc_C = V_{DC} \cdot I_{DCC} = \frac{V_{max} - V_k}{2} \cdot \frac{gm \cdot Vi}{\pi} \\ Pdc_P = V_{DC} \cdot I_{DCP} = \frac{V_{max} - V_k}{2} \cdot \frac{gm \cdot Vi - I_{max}}{\pi} \end{cases} \quad (8.12)$$

$$Pdc_C + Pdc_P = \frac{V_{max} + V_k}{2 \cdot \pi} \cdot (3 \cdot gm \cdot Vi - I_{max})$$

Tendo a potência fornecida à carga e potência fornecida aos amplificadores pode-se calcular a eficiência:

$$\eta = \frac{Pout_C + Pout_P}{Pdc_C + Pdc_P} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \cdot \frac{2 \cdot gm^2 \cdot Vi^2}{3 \cdot gm \cdot Vi \cdot I_{max} - I_{max}^2} \quad (8.13)$$

Uma vez que parte da expressão da eficiência tem valor constante, para calcular o valor mínimo basta apenas calcular a derivada da parcela que não é constante $\left(\frac{2 \cdot gm^2 \cdot Vi^2}{3 \cdot gm \cdot Vi \cdot I_{max} - I_{max}^2} \right)$ e

verifica-se que tem um zero para $Vi = \frac{2 \cdot I_{max}}{3 \cdot gm}$.

$$\frac{d}{d(gm \cdot Vi)} \left(\frac{2 \cdot gm^2 \cdot Vi^2}{3 \cdot gm \cdot Vi \cdot I_{max} - I_{max}^2} \right) = \frac{6 \cdot (gm \cdot Vi)^2 \cdot I_{max} - (4 \cdot gm \cdot Vi \cdot I_{max}^2)}{(3 \cdot gm \cdot Vi \cdot I_{max} - I_{max}^2)^2} \quad (8.14)$$

Procedendo-se ao cálculo da eficiência nesse ponto utilizando a expressão da eficiência, obtêm-se o valor mínimo:

$$\eta \left(Vi = \frac{2 \cdot I_{max}}{3 \cdot gm} \right) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{8}{9} \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \approx 0.698 \cdot \frac{V_{max} - V_k}{V_{max} + V_k} \quad (8.15)$$

8.4 Resultados da aplicação de um PD digital ao PA Doherty em ambiente de simulação e em ambiente laboratorial

			Simulações realizadas com um sinal de entrada com uma portadora de 8000 amostras		Simulações realizadas com um sinal de entrada com duas portadoras de 6000 amostras
			Pout=34dBm	Pout=41dBm	Pout=35dBm
Sinal à Saída do PA sem PD			ACPR (dBc)		ACPR (dBc)
			45	31	31
Sinal à Saída do PA com PD com ordem 2.K+1 e memória Q	2*K+1	Q	ACPR (dBc)		ACPR (dBc)
	1	0	45	31	31
	1	1	45	31	31
	1	2	45	31	31
	1	3	45	31	31
	1	4	45	31	31
	3	0	46	35	32
	3	1	58	40	44
	3	2	60	42	44
	3	3	61	44	44
	3	4	60	43	44
	5	0	48	37	32
	5	1	57	43	44
	5	2	60	46	45
	5	3	62	46	45
	5	4	62	45	45
	7	0	48	37	32
	7	1	57	44	44
	7	2	60	45	45
	7	3	62	46	45
	7	4	62	42	45
	9	0	48	37	32
	9	1	58	44	44
	9	2	60	45	45
	9	3	61	46	45
	9	4	62	42	45

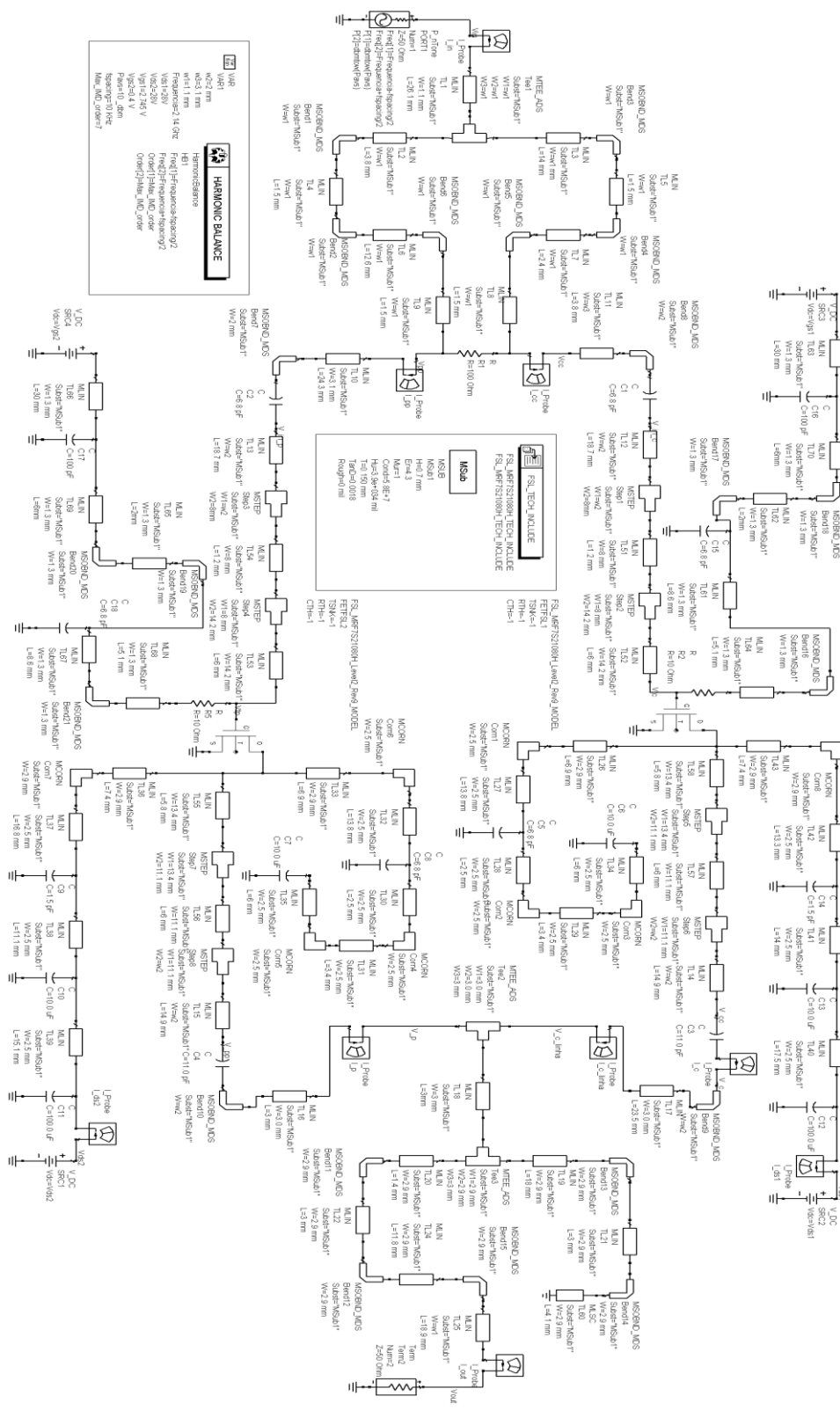
Tabela 2 - Valores de ACPR variando o número de portadoras e a potência média do sinal de saída do PA e do sistema constituído pelo PD e PA em ambiente de simulação, (2*K+1 corresponde à ordem máxima do polinómio PD e Q à memória do polinómio do PD).

			Medições realizadas com um sinal de entrada com uma portadora de 20000 amostras	Medições realizadas com um sinal de entrada com duas portadoras de 20000 amostras
			Pout=42dBm	Pout=41dBm
Sinal à Saída do PA sem PD			ACPR (dBc)	ACPR (dBc)
			36	32
Sinal à Saída do PA com PD com ordem 2.K+1 e memória Q	2*K+1	Q	ACPR (dBc)	ACPR (dBc)
	1	0	35	31
	1	1	35	31
	1	2	35	31
	1	3	35	31
	1	4	35	31
	3	0	44	42
	3	1	44	43
	3	2	45	43
	3	3	43	42
	3	4	43	42
	5	0	42	41
	5	1	42	43
	5	2	42	42
	5	3	42	43
	5	4	42	43
	7	0	41	41
	7	1	41	44
	7	2	41	45
	7	3	41	44
	7	4	42	43
	9	0	41	41
	9	1	41	42
	9	2	41	43
	9	3	41	42
	9	4	41	41

Tabela 3 - Valores de ACPR variando o número de portadoras do sinal de saída do PA e do sistema constituído pelo PD e PA em ambiente laboratorial, (2*K+1 corresponde à ordem máxima do polinómio PD e Q à memória do polinómio do PD).

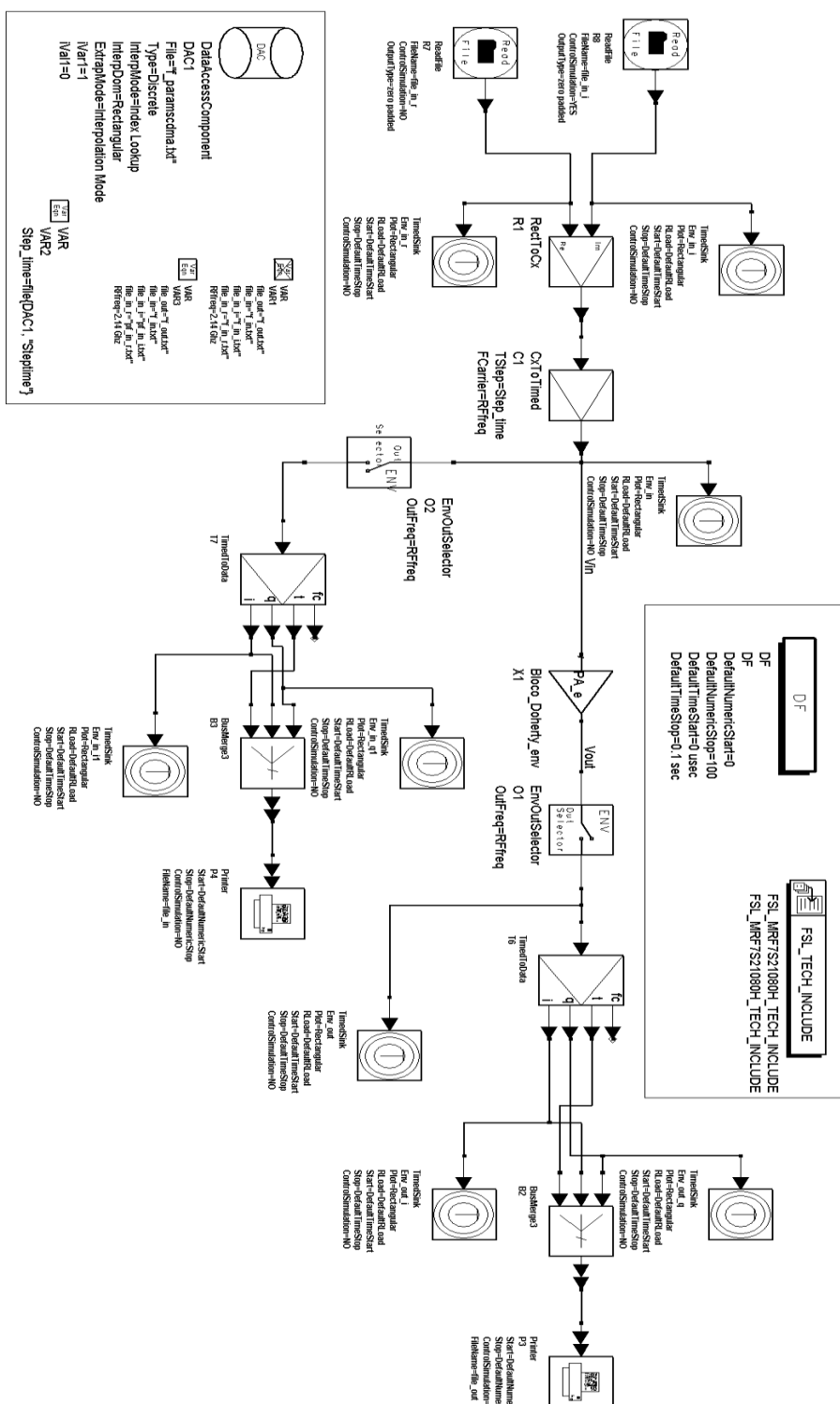
8.5 Esquema do PA Doherty no ADS

Fig. 54 - Esquema no ADS do PA Doherty.



8.6 Esquema do PA Doherty no Ptolomy do ADS para aplicação do PD digital

Fig. 55 - Esquema no Ptolomy do ADS do PA Doherty.



8.7 Rotina em MATLAB de extracção dos coeficientes e de avaliação do modelo polinomial com memória do PA

```
%-----  
% Cálculo da função do Power Amplifier  
%-----  
  
clear all  
close all  
clc  
  
%-----  
% Leitura dos Vectors de Entrada e Saída  
%-----  
  
%Entrada  
fid = fopen('f_in.txt','r');  
data = textscan(fid,'%f64 %f64 %f64' );%read the data  
fclose(fid);  
  
temp=data{1}  
in=[data{2} data{3}];  
in=in(:,1)+i*in(:,2);  
  
%saida  
fid = fopen('f_out.txt','r');  
data = textscan(fid,'%f64 %f64 %f64' );%read the data  
fclose(fid);  
  
out=[data{2} data{3}];  
out=out(:,1)+i*out(:,2);  
  
clear data fid  
  
%-----  
% Cálculo da função do PA, polinómio com memória  
%-----  
  
%Y=X.B  
  
KK=7; % ordem do polinómio (ORDEM MAXIMA=2*K+1)  
QQ=7; % Memória do polinómio  
  
%Construção de X  
for K = 0:KK  
    for Q = 0:QQ  
        clear X B;  
        for n=Q+1:length(in)  
            for k=0:K  
                for q=0:Q  
                    indice=1+k*(Q+1)+q;  
                    X(n-Q,indice)=in(n-q)*abs(in(n-q))^(2*k);  
                end  
            end  
        end  
    end  
end
```

```

Y=out(Q+1:end,:);
rcond(inv(X'*X))
B=pinv(X)*Y;           %Coeficientes da Função do PA

YY=X*B;                %Resultado de saída estimado

%-----
% Normalized Mean Square Error (NMSE)
%-----

NMSE=sum(abs(out(Q+1:end,1)-YY).^2);
NMSE=NMSE/sum(abs(YY).^2)
NMSE_dB=10*log10(NMSE)
NMSE_tot(K+1,Q+1) = NMSE_dB
end
end

%-----
% Apresentação dos Resultados do NMSE em Gráfico
%-----

q=1:Q+1;
q=q-1;
k=0:K;
k=2.*k+1;
figure(2)
subplot(1,2,2)
mesh(q,k,NMSE_tot)
ylabel('2.K+1')
xlabel('Q')
zlabel('NMSE (dB\'s)')
min(min(NMSE_tot))
title('Pout= XX dBm')

```

8.8 Rotina em MATLAB da implementação do PD digital

```
%-----  
% Calculo da função do Pre-Distorter  
%-----  
clear all  
close all  
clc  
  
%-----  
% Leitura dos Vectors de Entrada e Saída  
%-----  
  
%Entrada  
fid = fopen('f_in.txt','r');  
data = textscan(fid,'%f64 %f64 %f64' );%read the data  
fclose(fid);  
  
temp=data{1};  
in=[data{2} data{3}];  
in=in(:,1)+1i*in(:,2);  
  
%saida  
fid = fopen('f_out.txt','r');  
data = textscan(fid,'%f64 %f64 %f64' );%read the data  
fclose(fid);  
  
out=[data{2} data{3}];  
out=out(:,1)+1i*out(:,2);  
  
clear data fid  
  
%-----  
% Cálculo dos coeficientes da função do PD, polinómio com memória  
%-----  
  
%Z=Y.R  
  
%Construção de Y  
K=0; % Ordem do polinómio (ORDEM MAXIMA=2*K+1)  
Q=0; % Memória do polinómio  
GANHO=1; % GANHO EM TENSÃO LINEARIZADO  
  
out=out./GANHO;  
  
for n=Q+1:length(out)  
    for q=0:Q  
        for k=0:K  
            indice=1+q*(K+1)+k;  
            Y(n-Q, indice)=out(n-q)*abs(out(n-q))^(2*k);  
        end  
    end  
end  
  
Z=in(Q+1:end,:); %Ganho define a Resposta Linear
```

```

rcond=rcond(inv(Y'*Y))
R=pinv(Y)*Z;                                %Coeficientes da Função do PD

%-----
% Geração do novo sinal de entrada Pré-distorcido
%-----

for n=Q+1:length(in)
    for q=0:Q
        for k=0:K
            indice=1+q*(K+1)+k;
            X(n-Q,indice)=in(n-q)*abs(in(n-q))^(2*k);
        end
    end
end

out_pre=X*R;                                %Sinal de entrada Pré-distorcido

%-----
% Resultados Apresentados em Gráficos
%-----

figure(1)
subplot(2,2,1)
plot(1:length(out_pre),real(in(Q+1:end,1)), 'k-','r-');
grid on
title('in - Parte Real')
%legend('ADS', 'Matlab')
subplot(2,2,2)
plot(1:length(out_pre),imag(in(Q+1:end,1)), 'k-','r-');
title('in - Parte Imag')
subplot(2,2,3)
plot(abs(in(Q+1:end,1)),abs(out_pre), 'ko');
title('in vs out PA')
subplot(2,2,4)
plot(abs(X(:,1)),abs(out_pre), 'r*');
title('in vs out PD')

%-----
% Escrita dos ficheiros de texto que serão usados no ADS
%-----

data_dir = 'C:\ADS_Projects\Dissertacao\driver_prj\data\';
%Definir aqui a directoria DATA do projecto do ADS

fidr = fopen(strcat(data_dir,concat('pf_in_', 'r.txt')), 'w');
fidi = fopen(strcat(data_dir,concat('pf_in_', 'i.txt')), 'w');
fprintf(fidr, '%30.20e \n', real(out_pre));
fprintf(fidi, '%30.20e \n', imag(out_pre));
fclose(fidr);
fclose(fidi);

```